

THESE
présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY
UNIVERSITE DE PARIS

Pour obtenir le titre de Docteur-Ingénieur

par

FERNANDES Claude Liliane

Thèse : Echantillonneur multicanal ultra-rapide pour
l'extraction d'un signal dans un bruit de fond.

Soutenue le 20 Mai 1970

devant la Commission d'Examen

MM. GRIVET Président

BERTEIN - Examineurs

SAUZADE

WINTER

THESE
présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY
UNIVERSITE DE PARIS

Pour obtenir le titre de Docteur-Ingénieur

par

FERNANDES Claude Liliane

Thèse : Echantillonneur multicanal ultra-rapide pour
l'extraction d'un signal dans un bruit de fond.

Soutenue le 20 Mai 1970

devant la Commission d'Examen

MM. GRIVET Président

BERTEIN - Examineurs

SAUZADE

WINTER



REMERCIEMENTS

Je veux prier ici Monsieur le Professeur Grivet, Directeur de l' Institut d'Electronique Fondamentale d'Orsay, de bien vouloir accepter l'expression de ma reconnaissance pour avoir patronné cette thèse.

Je remercie Monsieur le Professeur Bertein pour l'attention qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Je remercie particulièrement Monsieur Winter, Conseiller Scientifique auprès du Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, d'avoir autorisé ce travail dans un de ses laboratoires, et d'avoir bien voulu être membre du jury.

Je remercie Monsieur Manus, Chef du Service de Physique Atomique pour l'aide qu'il m'a apportée.

Je remercie Monsieur Sauzade, Maître de Recherches au C.N.R.S. pour les conseils et encouragements qu'il m'a prodigués.

Que Madame Jeudon, qui a suggéré cette étude, veuille trouver ici l'expression de ma profonde gratitude pour l'attention avec laquelle elle a suivi ce travail, et pour ses précieux conseils qui ne m'ont jamais fait défaut.

Que toutes les personnes du laboratoire et du groupe de microélectronique du L E T I veuillent trouver ici l'assurance de ma sympathie pour l'aide qu'elles m'ont constamment apportée.

TABLE DES MATIERES

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I</u> - GENERALITES SUR L'EXTRACTION D'UN SIGNAL NOYE DANS UN BRUIT	2
I.1 - EXTRACTION D'UN SIGNAL CERTAIN D'UN BRUIT ALEATOIRE	4
I.1.1 - Amélioration de l'extraction	4
I.1.2 - Equivalence sommation-filtrage	6
I.2 - PROCEDES GENERAUX DE TRAITEMENT	7
I.3 - CAS D'UN SIGNAL TRES LENTEMENT VARIABLE	9
I.4 - CAS D'UN SIGNAL A SPECTRE DE FREQUENCE ETENDU	12
I.4.1 - Théories de l'échantillonnage	12
I.4.2 - Réalisation de l'échantillonnage	14
I.4.2.1 - Echantillonnage monocanal	21
I.4.2.2 - Echantillonnage multicanal	23
I.5 - REMARQUES SUR LES PROCEDES DE CORRELATION	30
<u>CHAPITRE II</u> - ETUDE D'UN ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE	32
II.1 - PRINCIPE DE L'APPAREILLAGE	32
II.2 - ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE	35
II.2.1 - Performances requises des circuits	35
II.2.1.1 - Acquisition des échantillons	35
II.2.1.2 - Calcul du circuit de mémoire temporaire	37
II.2.1.3 - Soustraction du niveau de référence	40

II.2.2 - Les phénomènes de propagation	40
II.2.2.1 - Circuits à minimum de phase	41
II.2.2.2 - Circuits à propagation d'onde	42
II.2.3 - Description des circuits	47
II.2.3.1 - Système logique de commande des portes	47
II.2.3.2 - Impulsions d'ouverture des portes	58
II.2.3.3 - Portes d'échantillonnage	60
II.2.3.4 - Présentation des échantillons au codeur	65
II.3 - ENSEMBLE D'EXTRACTION-MEMORISATION	66
II.3.1 - Le codeur	69
II.3.1.1 - Performances requises	69
II.3.1.2 - Choix	69
II.3.2 - La mémoire	70
II.3.2.1 - Performances requises	70
II.3.2.2 - Choix	70
II.3.3 - Eléments annexes	71
II.3.3.1 - Bloc d'addition-soustraction	
II.3.3.2 - Organes de visualisation	
<u>CHAPITRE III</u> - REALISATION D'UN ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE	74
III.1 - REALISATION DE L'ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE	74
III.1.1 - Caractéristiques des composants	74
III.1.2 - Caractéristiques du support imprimé	76
III.1.3 - Description des plaques	80
III.2 - REALISATION DE L'ENSEMBLE D'EXTRACTION-MEMORISATION	83

<u>CHAPITRE IV</u> - ETUDE EXPERIMENTALE DE L'ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE	86
IV.1 - ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE	86
IV.1.1 - Mise en route	86
IV.1.2 - Mesures de linéarité	93
IV.2 - ENSEMBLE D'EXTRACTION-MEMORISATION	96
IV.2.1 - Mise en route	
IV.2.2 - Mesures de linéarité	
IV.3 - ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE	96
IV.3.1 - Analyse d'un niveau constant	96
IV.3.2 - Analyse d'un signal noyé dans un bruit	102
CONCLUSION	104
BIBLIOGRAPHIE	105
LISTE DES FIGURES	108
LISTE DES PHOTOGRAPHIES	110

INTRODUCTION

Cette étude, qui se situe dans le cadre général du traitement d'un signal, porte sur une méthode de reconstitution d'un signal certain, répétitif, noyé dans un bruit.

De telles configurations apparaissent en biologie, en analyse des vibrations, et, en particulier, lors de l'étude de l'ionisation d'un gaz par faisceau laser, des recombinaisons électron-ion, des instabilités dans un plasma.

Après un rappel des divers procédés de reconstitution et des théories mathématiques concernant l'extraction et l'échantillonnage, objet du chapitre I, les chapitres II et III présenteront le principe et la réalisation d'un appareillage permettant l'analyse d'un signal rapide, répétitif, à très faible récurrence, noyé dans un bruit aléatoire et stationnaire. Le dernier chapitre sera consacré à une étude expérimentale de l'appareillage et aux résultats qu'il permet d'obtenir, ainsi qu'à ses autres applications possibles, en particulier l'analyse fine d'un signal rapide unique, et le multiplexage de signaux rapides.

PREMIER CHAPITRE

GENERALITES SUR L'EXTRACTION D'UN SIGNAL NOYE DANS UN BRUIT

On se propose dans ce chapitre de rappeler les divers procédés d'extraction d'un signal noyé dans un bruit. Le signal est certain, et il se reproduit identiquement à lui-même à des instants repérables : le signal est périodique, si ces instants sont séparés par des intervalles égaux, et pseudo-périodique dans le cas contraire ; il importe alors de connaître le domaine de variation de ces intervalles. Le bruit est aléatoire et stationnaire, i.e. ses propriétés statistiques sont invariantes, quelle que soit l'origine des temps. L'ensemble signal-bruit constitue l'information disponible.

Chaque signal est entaché d'une certaine erreur à caractère aléatoire ; une étude statistique portant sur un grand nombre de signaux permettra de diminuer cette erreur, une compensation des erreurs aléatoires de différentes "périodes" pourra être réalisée par une simple sommation.

L'extraction d'un signal d'un bruit peut donc se décomposer en deux étapes :

- acquisition de l'information disponible, à chacune de ses apparitions ;
- extraction par sommation des informations de différentes périodes.

Ces deux étapes peuvent être successives (traitement en temps différé) ou simultanées (traitement en temps réel), la simultanéité pouvant être vraie, ou apparente pour l'observateur.

Les procédés d'extraction diffèrent suivant :

- les caractéristiques de l'information disponible ;
- la précision désirée pour la reconstitution du signal ;
- les possibilités techniques.

Parmi les caractéristiques de l'information disponible, il intervient :

- pour le signal certain, sa bande passante (permettant de définir son temps de montée), sa fréquence de répétition (ou l'intervalle de variation de cette dernière), la durée "utile" du signal à examiner ;

- pour le bruit aléatoire et stationnaire, ses propriétés statistiques du second ordre, i.e. sa puissance moyenne, son importance vis-à-vis du signal que l'on peut caractériser par (S/B), rapport signal sur bruit en puissance :

$$\frac{S}{B} = \frac{\text{Puissance moyenne du signal}}{\text{Puissance moyenne du bruit}}$$

- pour l'information elle-même, le temps de stabilité de l'expérience qui la fournit, ce qui fixe une limite supérieure de la durée d'enregistrement ou d'extraction.

Lorsque la bande passante du signal se trouve être inférieure à celle du bruit, il y a amélioration du rapport signal sur bruit lorsque l'information traverse un filtre dont la bande est égale à celle du signal. Le procédé fournit une amélioration dépendant des bandes préexistantes du signal et du bruit. Comme les appareils sont conçus pour être adaptés à la bande passante du signal, cette amélioration du rapport signal sur bruit sera systématiquement obtenue. C'est la raison pour laquelle la bande passante du bruit n'a pas été citée parmi les caractéristiques de l'information.

La reconstitution du signal doit être faite avec une précision déterminée en temps et en amplitude, laquelle dépend des caractéristiques de l'information et des possibilités techniques. Ces dernières dépendent bien entendu de l'information (par exemple, possibilité de modulation par une sinusoïde ou par un train d'impulsions), de l'évolution de la technologie, et de la faculté de réalisation d'un appareillage plus ou moins élaboré suivant la précision recherchée en un temps donné.

Le premier paragraphe mettra en évidence l'influence de la sommation dans l'extraction, le deuxième rappellera quelques procédés de traitement, le troisième traitera du cas d'un signal très lentement variable, le quatrième du cas d'un signal à spectre de fréquence étendu. Enfin une méthode d'extraction

et d'identification de signal par corrélation fera l'objet du dernier paragraphe.

I.1 - EXTRACTION D'UN SIGNAL CERTAIN D'UN BRUIT ALEATOIRE PAR SOMMATION

Nous allons dans ce paragraphe, calculer l'amélioration apportée par la sommation dans l'extraction du signal, et montrer que ce procédé équivaut à un filtrage particulier.

I.1.1 - Amélioration de l'extraction [I.1]

La démonstration, qui va suivre, est valable pour les signaux pseudo-périodiques, mais nous supposerons le signal périodique pour simplifier la notation.

L'information disponible est $X(t) = S(t) + B(t)$. $S(t)$ est un signal certain, répétitif, de période T $S(t+nT) \equiv S(t)$. Le bruit $B(t)$ est aléatoire. Son espérance mathématique, ou valeur moyenne statistique, est $E[B(t)]$. Son moment d'ordre deux est $\Gamma(t_1, t_2) = E[B(t_1) B(t_2)]$. Le bruit $B(t)$ est supposé stationnaire du deuxième ordre, et centré, ce qui implique que les propriétés statistiques du bruit sont invariantes par translation sur l'axe des temps. Le moment du premier ordre $E[B(t)]$ est alors une constante, constante nulle puisque le bruit est centré. Le moment d'ordre 2 ne dépend que de la différence $t_2 - t_1$, et s'identifie avec la fonction de corrélation

$$C(\tau) = E[B(t) B(t - \tau)] \quad .$$

La variance du bruit est $\sigma_B^2 = E[B - E(B)]^2$, soit ici $\sigma_B^2 = \sigma_X^2 = C(0)$.

L'écart-type σ_B caractérise la dispersion du bruit autour de son espérance mathématique.

Nous supposerons enfin que les bruits de différentes périodes ne sont pas corrélés, i.e. la fonction de corrélation possède la propriété $C(\tau) \neq 0$ pour $\tau \geq T$.

L'information disponible $X(t)$ peut être caractérisée par le rapport Signal/Bruit en puissance :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_X = \frac{\frac{S^2}{2}}{\sigma_X^2} .$$

Sommons les informations de N périodes et calculons le nouveau rapport $\left(\frac{S}{B}\right)$.
L'information devient :

$$Z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X(t - nT) = \sum_{n=0}^{N-1} S(t - nT) + \sum_{n=0}^{N-1} B(t - nT)$$

soit :

$$Z(t) = N S(t) + \sum_{n=0}^{N-1} B(t - nT)$$

puisque le signal est répétitif.

L'espérance mathématique : $E[Z(t)] = N E[S(t)] = N S(t)$ puisque le signal est certain et le bruit centré.

La variance $\sigma_Z^2 = E[Z(t) - E(Z(t))]^2$

$$\sigma_Z^2 = E\left[\sum_{n=0}^{N-1} B(t - nT)\right]^2$$

puisque $Z(t) - E(Z(t)) = \sum_{n=0}^{N-1} B(t - nT)$

$$\text{d'où : } \sigma_Z^2 = E\left[\sum_{n=0}^{N-1} B^2(t - nT) + \sum_{0 \leq n \neq \ell \leq N-1} B(t - nT) B(t - \ell T)\right] .$$

Les bruits de différentes périodes n'étant pas corrélés, les termes de la forme $E[B(t - nT) B(t - \ell T)]$ sont nuls pour $n \neq \ell$.

$$\sigma_Z^2 = \sum_{n=0}^{N-1} E[B^2(t - nT)] = N E[B^2]$$

$$\sigma_Z^2 = N \sigma_B^2 = N \sigma_X^2$$

puisque le bruit est stationnaire.

Le rapport signal sur bruit, après sommation, est :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_Z = \frac{E^2[Z]}{\sigma_Z^2} = \frac{N^2 \bar{S}^2}{N \sigma_X^2}$$

$$\boxed{\left(\frac{S}{B}\right)_Z = N \left(\frac{S}{B}\right)_X}$$

Ainsi, lorsqu'il y a sommation des informations de N périodes, le rapport signal sur bruit en puissance est amélioré d'un facteur N , et le rapport signal sur bruit en tension (que l'on peut définir comme la racine carrée du précédent) d'un facteur $\sqrt{N}$. Tout se passe comme si, au cours de la sommation, l'amplitude du signal croît comme N et "celle" du bruit comme $\sqrt{N}$.

Ce procédé est très général, car il n'est fait aucune hypothèse sur les bandes passantes respectives du signal et du bruit. De plus, le rapport signal sur bruit peut être amélioré ad libitum (En réalité, il intervient toujours une limite due à la technique d'extraction utilisée).

I.1.2 - Equivalence sommation-filtrage

Ce procédé d'extraction par sommation peut paraître a priori différent de la notion de filtrage adapté : en effet, pour un signal strictement périodique, une méthode d'extraction peut consister en la réalisation d'un ensemble de filtres aussi étroits que possible correspondant à chaque harmonique du signal. Cette méthode est peu souple, et elle ne s'applique pas aux signaux pseudo-périodiques.

J.N. Aubrun a montré que le procédé d'extraction par sommation est équivalent à un filtrage harmonique^[1.2].

Tout système d'extraction de signaux périodiques réalise a priori une moyenne pondérée de périodes successives. Le signal extrait est de la forme :

$$S_y(t) = \sum_{n=0}^N M_n S_x(t - nT)$$

M_n étant le poids affecté à la n ème période.

Après calculs, en utilisant en particulier la transformée de Fourier et la formule sommatoire de Poisson^[1.3], cette réalisation fournit :

$$S_y(\omega) = G(\omega) S_x(\omega)$$

formule dans laquelle $G(\omega)$ peut être obtenu en plaçant en parallèle un ensemble de filtres étroits de même forme, chacun étant centré sur un harmonique de $\Omega = \frac{2\pi}{T}$. Il y a donc bien filtrage harmonique du signal.

1.2 - PROCEDES GENERAUX DE TRAITEMENT

Ces procédés peuvent être classés en deux grandes catégories, suivant que l'extraction est faite en temps différé ou en temps réel.

Dans le traitement en temps différé, l'extraction est une opération distincte de celle d'acquisition. Parmi les techniques d'enregistrement, citons les dérouleurs à bande papier (de 0 à 5000 Hz), les dérouleurs magnétiques permettant des enregistrements analogiques de 400 Hz à 6 MHz ; il y a ici possibilité de lecture de la bande à vitesse réduite, ce qui réalise automatiquement une transposition de fréquence pour le signal. Lorsque la durée du signal à analyser est peu différente de la période de récurrence, il est possible d'envisager un déroulement continu de la bande sans trop de pertes ; sinon, des arrêts et remises en route successifs d'une bande correspondent à la non utilisation d'une longueur importante, avant que la vitesse soit à nouveau constante. Citons encore les enregistrements photographiques des images fournies par un oscilloscope ; la bande passante est celle de l'oscilloscope, et elle peut varier de 150 MHz à 5 GHz suivant le type de l'appareil, et l'amplitude de l'information.

Pour ces techniques d'enregistrement, il est nécessaire d'effectuer un dépouillement ultérieur, manuel ou automatique suivant le cas, et qui peut être fort long.

Dans le traitement en temps réel, acquisition et extraction sont réalisées simultanément ; l'enregistrement et la sommation s'effectuent sur un support physique possédant des propriétés de mémorisation. Ces dernières peuvent se dégrader dans le temps, d'où une source d'erreurs dans le cas d'extractions très longues.

Citons les procédés photographiques permettant une sommation directe des divers signaux sur l'émulsion photosensible. Une technique analogue consiste à utiliser un écran cathodique ou une piste phosphorescente.

Dans le système à piste phosphorescente, le signal vient s'enregistrer et se "moyenner" à chaque période. Lorsque le signal est périodique, la piste peut être circulaire et défiler continuellement devant une fente lumineuse dont l'éclairement est proportionnel au signal d'entrée. La lecture se fait au moyen d'un système photosensible placé derrière une seconde fente. La durée de la sommation est limitée par la constante de temps de décroissance de la phosphorescence, et surtout la précision est limitée par l'inhomogénéité de la piste. Une théorie de l'extraction sur une telle piste est donnée en référence [I.2]. Une amélioration du rapport S/B d'un facteur 30 pour un temps de décroissance de 10 s a été obtenue.

Dans le cas d'un signal pseudo-périodique, l'emploi d'écran cathodique ou de tube-mémoire à accumulation permet l'examen de signaux avec une amélioration de 20 db.

Citons encore l'extracteur à ligne à retard. Ce système simple ne s'applique qu'aux signaux strictement périodiques. Un signal attaque une ligne à retard bouclée par une chaîne de réaction de gain proche de l'unité ; au bout d'un temps de retard T égal à la période du signal, ce signal attaque de nouveau l'entrée de la ligne et il s'ajoute au signal de la période suivante. Ainsi les signaux des périodes successives s'ajoutent, et en sortie, on obtient une moyenne comme dans tout procédé d'extraction. Ce système très simple possède les inconvénients suivants : le retard T doit être réalisable (d'où l'intérêt de ce dispositif pour les signaux de fréquence élevée, les retards faibles étant faciles à

réaliser), la capacité d'intégration est limitée, la ligne déforme plus ou moins le signal, et l'affaiblit, le gain de la chaîne de réaction doit être constant et proche de 1, le signal incident doit posséder une bonne stabilité en fréquence. Ce procédé est donc délicat à mettre en oeuvre, et les améliorations obtenues sont faibles (16db), et détaillées dans la référence [I.2] .

I.3 - CAS D'UN SIGNAL TRES LENTEMENT VARIABLE

Dans le cas d'un signal très lentement variable, périodique ou non, la méthode dite de détection synchrone permet de s'affranchir du bruit dans les conditions suivantes :

- le signal est transmis par modulation d'amplitude à une fréquence telle qu'elle permette une reconstitution suffisamment précise de l'enveloppe de modulation après passage dans un filtre passe-bas, et que les éléments des chaînes de mesure et de transmission aient une bande passante convenable;

- le bruit s'ajoute à cette information modulée (la détection synchrone est sans effet sur le bruit qui perturbe le signal avant modulation). Ce bruit peut être en relation de phase ou non avec le signal.

La détection synchrone est le mode de redressement idéal pour les amplificateurs qui devraient rester fidèles et linéaires pour de très faibles valeurs de signaux positifs et négatifs. De plus, grâce au transfert de fréquence réalisé par la modulation, l'amplificateur ne travaille pas dans une bande voisine de zéro, où l'effet de bruit des éléments actifs (effet de grenaille ou Schottky) est important, mais dans une région où ce bruit est minimum, soit :

$f > 100 \text{ Hz}$ pour les tubes

$f > 1 \text{ kHz}$ pour les transistors.

Dans la détection synchrone, il y a interférence entre une onde porteuse d'entrée (onde directe) E_d et une onde de référence (onde ramenée) E_r de même fréquence. Il intervient comme nouveau paramètre le déphasage entre les deux ondes, d'où le nom de détection sensible à la phase. L'amplitude produite par l'interférence des deux ondes dépend de ce déphasage ; un filtre passe-bas extrait l'enveloppe de cette onde (Fig. I.1)

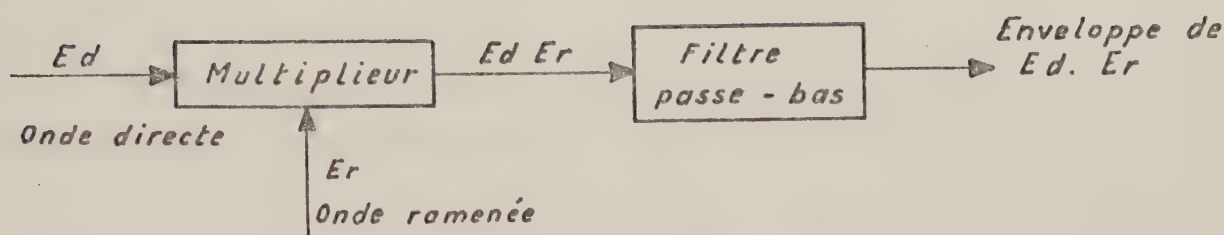


Schéma de principe du détecteur synchrone.

FIG I.1

- Cas $E_d = A \cos \omega t$, $E_r = \cos(\omega t + \varphi)$

Après interférence, $E_d E_r = A \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi)$

$$E_d E_r = \frac{A}{2} \cos \varphi + \frac{A}{2} \cos(2\omega t + \varphi)$$

Après filtrage, le composant continu est $\frac{A}{2} \cos \varphi$. Ainsi, dans le cas où l'onde directe est une sinusoïde dont amplitude et phase sont inconnues, la détection synchrone permet de déterminer ces paramètres, donc de reconstituer la sinusoïde.

- Cas $E_d = A \cos \omega t + E(t)$, $E_r = \cos(\omega t + \varphi)$

Après interférence

$$E_d E_r = \frac{A}{2} \cos \varphi + \frac{A}{2} \cos(2\omega t + \varphi) + E(t) \cos(\omega t + \varphi)$$

Si le bruit $E(t)$ possède une composante à la fréquence ω , celle-ci apparaît également dans le composant continu détecté par le filtre, et elle seulement. Dans tous les cas, le filtre laisse passer les composants très basses fréquences de battement entre l'onde ramenée et le bruit, ce qui réduit l'importance du bruit en sortie et améliore le rapport signal sur bruit.

$$\bullet \text{ Cas } \begin{cases} E_d = a(t) \cos(\omega'_0 t + \varphi) \\ E_r = \frac{1}{2} + \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{(2n+1)\pi} \cos \omega_0 (2n+1)t \end{cases}$$

L'onde directe E_d est le signal $a(t)$ très lentement variable transmis par modulation à la fréquence $\omega'_0 = n' \omega_0$ [I.4].

L'onde ramenée est un train d'impulsions rectangulaires de période $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$, d'amplitude 1 pendant une demi-période, et 0 pendant la deuxième moitié de la période. Le modulateur servant à l'interférence des deux ondes, est donc remplacé ici par un commutateur.

Après interférence

$$E_d E_r = a(t) \cos(\omega'_0 t + \varphi) \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{(2n+1)\pi} \cos(2n+1)\omega_0 t \right]$$

$$\text{soit } E_d E_r = \frac{a(t)}{2} \cos(\omega'_0 t + \varphi) + \dots\dots\dots$$

$$\dots\dots a(t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)\pi} \left\{ \cos \left[\left((2n+1)\omega_0 + \omega'_0 \right) t + \varphi \right] + \cos \left[\left((2n+1)\omega_0 - \omega'_0 \right) t - \varphi \right] \right\}$$

Après filtrage, il y a un composant continu si

$$n' = 2n + 1$$

de la forme :

$$(-1)^n \frac{a(t) \cos \varphi}{(2n+1)\pi} .$$

Ainsi, l'ensemble détection synchrone-filtre de sortie se comporte comme une suite de filtres sélectifs accordés sur les fréquences impaires de celle de l'onde ramenée, et s'il existe des parasites à ces fréquences, la mesure est faussée. L'emploi d'un commutateur, plus simple et moins coûteux qu'un véritable multiplieur, conduit donc à une moins bonne amélioration du rapport S/B.

I.4 - CAS D'UN SIGNAL A SPECTRE DE FREQUENCE ETENDU

Les appareillages basés sur les procédés décrits en I.2 ne possèdent pas, en général, une bande passante suffisante pour le traitement correct de tels signaux. Il est alors nécessaire d'utiliser le procédé d'échantillonnage; l'enregistrement du signal n'est plus effectué de manière continue dans le temps, mais de manière discrète, par prise d'échantillons à des instants déterminés. Une distribution ultérieure de ces échantillons, à une cadence compatible avec la rapidité de réponse de l'appareillage de mesure, confère artificiellement à ce dernier une bande passante bien supérieure à celle qu'il possède réellement, et le rend apte au traitement d'un signal à spectre de fréquence étendu.

Il importe de connaître ;

- la fréquence minimale d'échantillonnage, pour une reconstitution fidèle du signal. Sa détermination fait l'objet du paragraphe "Théories de l'échantillonnage" ;
- la manière dont les échantillons sont pris, et l'influence sur l'extraction, objet du paragraphe "Réalisation".

I.4.1 - Théories de l'échantillonnage

Pour déterminer la fréquence minimale d'échantillonnage pour une reconstitution fidèle du signal, l'examen de quelques configurations particulières de signaux permet de prévoir le résultat, qui sera ensuite établi rigoureusement (théorème de Shannon).

Soit un signal à spectre borné, de période T . Il est décomposable en N harmoniques. Chaque harmonique est déterminé par deux informations, l'une concernant sa phase, l'autre son amplitude ; le signal sera donc déterminé entièrement par $2N$ informations le concernant, soit $2N$ échantillons. Ces $2N$ échantillons seront pris tous les $T/2N$, soit à une fréquence $f = 2N/T$. Le signal comportant N harmoniques, la fréquence maximale est $f_{\max} = N/T$. Les échantillons seront pris à la fréquence $f = 2f_{\max}$.

Ce raisonnement est encore valable pour un signal pseudo-périodique, car, par décalage convenable dans le temps, on peut se ramener au cas strictement périodique. De même, si on analyse un signal dans un intervalle T , dans lequel son spectre est borné, on peut toujours le supposer périodique à l'extérieur de cet intervalle, et appliquer le résultat précédent, à savoir qu'il est parfaitement déterminé par échantillonnage à $2f_{\max}$. Cette propriété est encore vraie dans le cas d'un signal non répétitif à spectre borné. Sa démonstration fait l'objet du Théorème de Shannon^[1.5].

Théorème de Shannon (dans l'espace temps)

Soit une fonction $f(t)$ à spectre de fréquence limité $0 - \omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$. Sa transformée de Fourier en ω est $F(\omega)$, d'où une expression de $f(t)$:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

$$\text{A des instants } t_n = \frac{n}{2f_{\max}}, \quad f(t_n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} F(\omega) e^{j\omega t_n} d\omega.$$

La fonction $F(\omega)$ est définie dans l'intervalle $[-\omega_{\max}, +\omega_{\max}]$. Etendons $F(\omega)$ en $\underline{F(\omega)} = F(x)$ de période $T = 2\omega_{\max}$. $\underline{F(\omega)}$ admet un développement en série de Fourier

$$F(x) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\Omega x} \quad \text{avec } \Omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$\text{soit } \Omega = \frac{\pi}{\omega_{\max}}. \text{ D'où } n\Omega = \frac{n\pi}{\omega_{\max}} = \frac{n}{2f_{\max}}.$$

$$\text{Ainsi } t_n = n\Omega.$$

$$\text{Les coefficients sont } C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} F(x) e^{-jn\Omega x} dx.$$

Sur l'intervalle $\left[-\frac{T}{2}, +\frac{T}{2}\right]$, soit encore $[-\omega_{\max}, +\omega_{\max}]$, $F(x) \equiv F(\omega)$ et

$$C_n = \frac{1}{2\omega_{\max}} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} F(\omega) e^{-j\omega t_n} d\omega$$

$$C_n = \frac{1}{2\omega_{\max}} 2\pi f(-t_n)$$

Cela permet d'écrire $f(tn) = 2f_{\max} c - n$

$$\text{soit} \quad F(\omega) = \sum_n \frac{f(tn)}{2f_{\max}} e^{-jn\frac{2\pi}{T}\omega}$$

Cette expression prouve que la fonction $F(\omega)$ est parfaitement déterminée par les valeurs échantillonnées de $f(t)$ à la fréquence $2f_{\max}$. Or $f(t)$ est parfaitement déterminée par son spectre $F(\omega)$. En conséquence, $f(t)$ est déterminée par des échantillons de ses valeurs pris à une fréquence $2f_{\max}$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} \left(\sum_n \frac{f(tn)}{2f_{\max}} e^{-jn\Omega\omega} \right) e^{j\omega t} d\omega$$

$$f(t) = \sum_n f(tn) \frac{1}{2\omega_{\max}} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} e^{j\omega(t - n\Omega)} d\omega$$

soit

$$f(t) = \sum_n f\left(\frac{n}{2f_{\max}}\right) \frac{\sin(\omega_{\max} t - n\pi)}{\omega_{\max} t - n\pi}$$

• Théorème de Shannon (dans l'espace temps)

Une fonction $f(t)$ à spectre de fréquence limité à $f_{\max}$ est parfaitement déterminée par des échantillons de ses valeurs pris à la fréquence $2f_{\max}$.

Un théorème concernant l'échantillonnage dans l'espace fréquence peut être établi par une démonstration semblable à la précédente.

Si une fonction $f(t)$ est nulle en dehors d'un intervalle $[-T, +T]$ sa transformée de Fourier est parfaitement définie par ses valeurs échantillonnées à des pulsations $\omega_n = n\omega_0$, $\omega_0 = \frac{\pi}{T}$. D'où les relations :

$$f(t) = \frac{1}{2T} \sum_n F\left(\frac{n\pi}{T}\right) e^{jn\frac{\pi}{T}t}$$

$$\text{et} \quad F(\omega) = \sum_n F(\omega_n) \frac{\sin(\omega T - \pi n)}{\omega T - \pi n}$$

Ces deux théorèmes sont utiles dans le cas de l'analyse d'un signal à spectre borné, nul en dehors d'un intervalle $0 - \Theta$. Ce signal sera déterminé par des échantillons de ces valeurs pris à une fréquence $2f_{\max}$, en nombre $\Theta.2f_{\max}$. De même son spectre de fréquence sera défini par des échantillons de ses valeurs pris à des pulsations discrètes multiples de $\omega_0 = \frac{\pi}{\Theta}$, en nombre $2\Theta f_{\max}$ également. Ce résultat, déjà obtenu lors de l'examen de configurations particulières de signal, est complété par le fait qu'il est possible de déterminer le spectre de fréquence par des valeurs discrètes. Donc, même si le signal n'est pas périodique, il est tout de même possible de concevoir théoriquement un ensemble fini de filtres permettant son analyse.

Une fois déterminée la fréquence minimale d'échantillonnage, nous allons voir l'influence de l'échantillonnage sur le signal.

Echantillonnage "mathématique"

La fonction $f(t)$ est échantillonnée par une suite d'impulsions de Dirac, d'aire unitaire, de période T et s'étendant de $-\infty$ à $+\infty$.

$$\text{Soit la suite } \delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) .$$

La fonction échantillonnée $f^*(t)$ s'écrit $f^*(t) = f(t) \delta_T(t)$.

Supposons $f(t) = 0$ pour $t < 0$. Seules interviennent les impulsions de Dirac s'étendant de 0 à $+\infty$. La transformation de Laplace appliquée à la fonction échantillonnée fournit :

$$F^*(s) = \mathcal{L} f^*(t) = \mathcal{L} f(t) \cdot \delta_T(t) .$$

En posant $F(s) = \mathcal{L} f(t)$

$$\mathcal{L} \delta_T(t) = 1 + e^{-Ts} + \dots = \frac{1}{1 - e^{-Ts}} \quad \text{pour } |e^{-Ts}| < 1$$

$$F^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} F(p) \frac{1}{1 - e^{-T(s-p)}} dp .$$

Le détail des calculs est explicité dans la référence [I.6] . Une évaluation de cette intégrale par le théorème des Résidus fournit le résultat suivant :

$$F^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F(s + jk\omega_r) \quad \text{avec} \quad \omega_r = \frac{2\pi}{T}$$

Cette relation prouve que l'échantillonnage a introduit des composantes hautes fréquences dans le spectre de la fonction échantillonnée. Elle permet aussi de retrouver la fréquence minimale d'échantillonnage.

La figure I.2 illustre l'effet de l'échantillonnage. Soit un signal ayant le spectre de fréquence dessiné. Il est évident que pour $\omega < \omega_r/2$, le signal peut être reconstitué en sortie sans subir aucune distorsion. En revanche, pour $\omega > \omega_r/2$, il y a recouvrement des différents spectres de fréquences, et le signal subit une distorsion. La fréquence d'échantillonnage doit être au moins égale au double de la plus grande fréquence présente dans le signal.

Echantillonnage "physique"

Les résultats précédents ont été obtenus pour un échantillonnage avec impulsions de Dirac. Les impulsions réelles possèdent une largeur finie. La suite $\delta_T(t)$ est remplacée par $U_p(t)$ telle que

$$\begin{aligned} U_p(t) &= 1 & \text{si } nT < t < nT+h \\ &= 0 & \text{si } nT+h < t < (n+1)T \end{aligned}$$

avec n entier variant de 0 à $+\infty$.

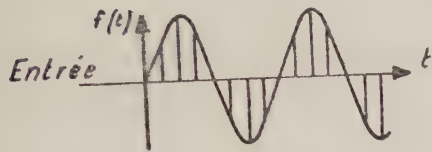
Le signal de sortie de l'échantillonneur devient :

$$f_p(t) = f(t) \cdot U_p(t) \quad .$$

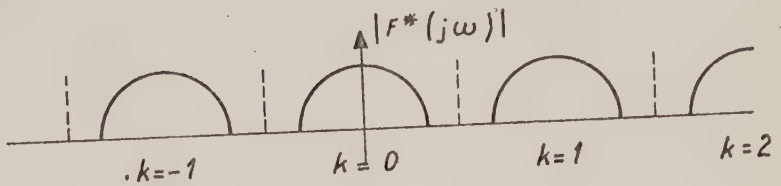
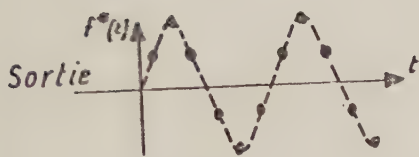
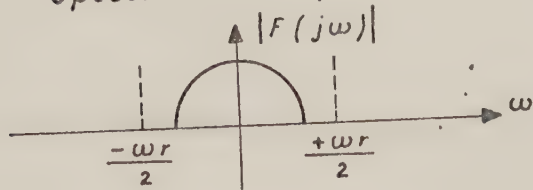
La transformée de Laplace s'écrit :

$$F_p^*(s) = \mathcal{L} f_p(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} F(v) U_p(s-v) dv$$

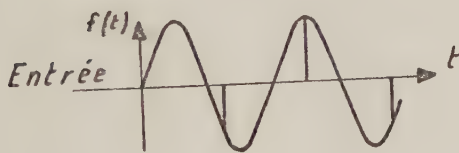
Cas $\omega_{\max} < \frac{\omega_r}{2}$
Signal



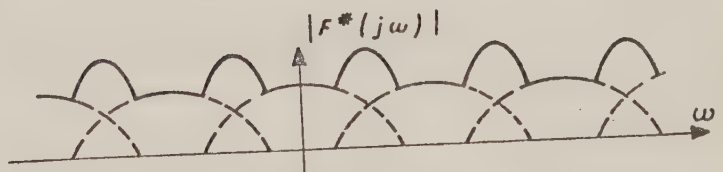
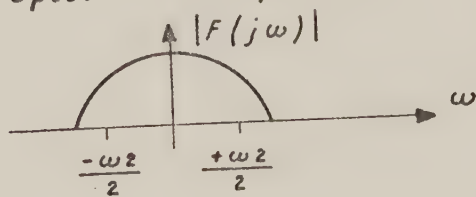
Spectre de fréquence



Cas $\omega_{\max} > \frac{\omega_r}{2}$
Signal



Spectre de fréquence



*Influence de la fréquence d'échantillonnage
sur le signal.*

FIG. I.2

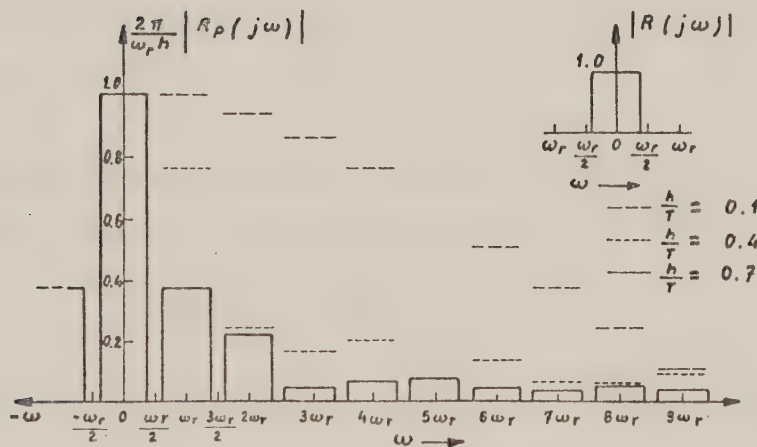
avec :

$$U_p(s) = \frac{1 - e^{-hs}}{s(1 - e^{-Ts})} = \mathcal{L} U_p(t)$$

$$F(s) = \mathcal{L} f(t)$$

Une évaluation de cette intégrale par le théorème des résidus fournit le résultat suivant

$$F_p^*(s) = F(s) \frac{h\omega_r}{2\pi} - \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{2\pi j} F(s + jk\omega_r) \frac{1 - e^{-jkh\omega_r}}{k}$$



Influence de la largeur de l'impulsion d'échantillonnage sur le signal.

FIG I.3

La figure I.3 illustre l'effet de la largeur de l'impulsion d'échantillonnage sur le spectre du signal de sortie de l'échantillonneur. Plus h/T devient grand, plus la contribution des composantes hautes fréquences devient faible.

Lorsque h devient égal à T , l'équation précédente fournit

$$F_p^*(s) = F(s) .$$

Lorsque h/T devient très petit, l'équation précédente fournit

$$F_p^*(s) \simeq \frac{h}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F(p + jk\omega_2)$$

D'où

$$F_{p_{h/T \rightarrow 0}}^*(s) = h F^*(s)$$

L'échantillonnage physique, réalisé à l'aide d'impulsions de largeur finie par rapport à la période, équivaut à un échantillonnage mathématique par un train d'impulsion de Dirac d'aire h . [I.7]

Lorsque h tend vers zéro, et que la suite $U_p(t)$ s'identifie à celle des impulsions de Dirac, l'équation précédente fournit

$$F_p^*(s) = F^*(s) .$$

Remarquons que, dans un véritable échantillonnage physique, les temps de montée des impulsions ne sont pas nuls, et la relation indiquée est très approchée.

I.4.2 - Réalisation de l'échantillonnage

La réalisation de l'échantillonnage, i.e. la manière dont les échantillons sont pris, dépend de plusieurs facteurs. Citons :

- les caractéristiques de l'information disponible (déjà énumérées) ;
- le mode de présentation des résultats ;
- la précision désirée, qui, dans le meilleur des cas, est un compromis entre le temps de stabilité de l'expérience et la possibilité de réalisation d'un appareillage plus ou moins élaboré.

Le mode de présentation des résultats conduit à distinguer deux types d'échantillonnage :

- l'échantillonnage monocanal ; il y a acquisition d'un échantillon au plus par période du signal et présentation successive des divers points extraits ;
- l'échantillonnage multicanal ; il y a acquisition séquentielle d'un certain nombre d'échantillons par période du signal et présentation simultanée des divers points extraits.

Outre la présentation des résultats, ces deux types d'échantillonnage se distinguent par le temps d'analyse nécessaire pour l'extraction d'un signal.

Soit un signal comportant N harmoniques. L'échantillonnage monocanal transmet une seule information sur $2N$ à chaque période et tout le reste est perdu, alors que l'échantillonneur multicanal permet d'éviter cette perte d'information, totalement ou en partie s'il acquiert ou non les $2N$ échantillons par période du signal.

Cet avantage du multicanal par rapport au monocanal prend toute son importance lors de l'extraction d'un signal noyé dans un bruit, car la sommation de N échantillons de même rang doit être réalisée autant de fois que nécessaire pour reconstituer l'ensemble du signal. Cela peut conduire à des durées d'analyse incompatibles avec la stabilité de l'expérience. Le tableau suivant indique la valeur de ces temps d'analyse.

n : nombre d'échantillons définissant le signal

N : nombre de sommations réalisées

T : période du signal (supposée constante ici)

Type d'échantillonnage	Monocanal	Multicanal	Fonction réalisée
Signal seul	nT	T	Reconstitution du signal
Signal + bruit	NnT	NT	Amélioration $\sqrt{N}$

Pour illustrer, prenons $n = 16$, $N = 100\ 000$, (soit une amélioration de 300) $T = 20$ ms. On obtient :

- en monocanal 8^h50
- en multicanal 34 mn .

Si le rapport signal sur bruit en tension était initialement 0,1, il est devenu égal à 30 après analyse. Le signal est donc connu à 3% près.

Ainsi, pour un temps d'analyse déterminé, l'amélioration apportée par le multicanal est n fois supérieure à celle du monocanal. Ou bien, si le facteur d'amélioration est fixé a priori, il sera obtenu en une durée d'analyse n fois plus faible.

L'appareillage effectuant l'échantillonnage et l'extraction peut être réalisé uniquement avec des éléments analogiques, ou bien il peut comprendre également des éléments numériques. L'échantillonneur analogique sera en général plus simple et plus économique, par contre la précision obtenue dépendra du temps de l'analyse (pertes dues aux mémoires capacitives), et un tel échantillonneur ne pourra traiter correctement des signaux à récurrence très lente vis-à-vis de son temps de mémorisation. L'échantillonneur numérique sera en général plus complexe et plus coûteux. La transformation analogique numérique nécessite l'emploi d'un codeur dont la durée de conversion (à laquelle s'ajoutent durées de sommation et de mise en mémoire) constitue un "temps mort" pour l'appareillage. L'emploi d'une mémoire numérique permet en particulier l'extraction de signaux à récurrence très lente, et, en général, une plus grande souplesse d'emploi au cours d'une expérience.

I.4.2.1 - L'échantillonnage monocanal

L'échantillonnage monocanal est une transposition à l'électronique de la méthode stroboscopique utilisée en mécanique pour l'étude des mouvements périodiques. Le stroboscope produit des éclairs brefs éclairant périodiquement un objet en mouvement. Si la fréquence des éclairs est légèrement différente de la fréquence du mouvement, l'objet est vu dans une position différente à chaque éclair, et l'observateur a l'illusion d'un mouvement ralenti. Dans l'échantillonneur, l'éclair est remplacé par une porte analogique, qui laisse passer le

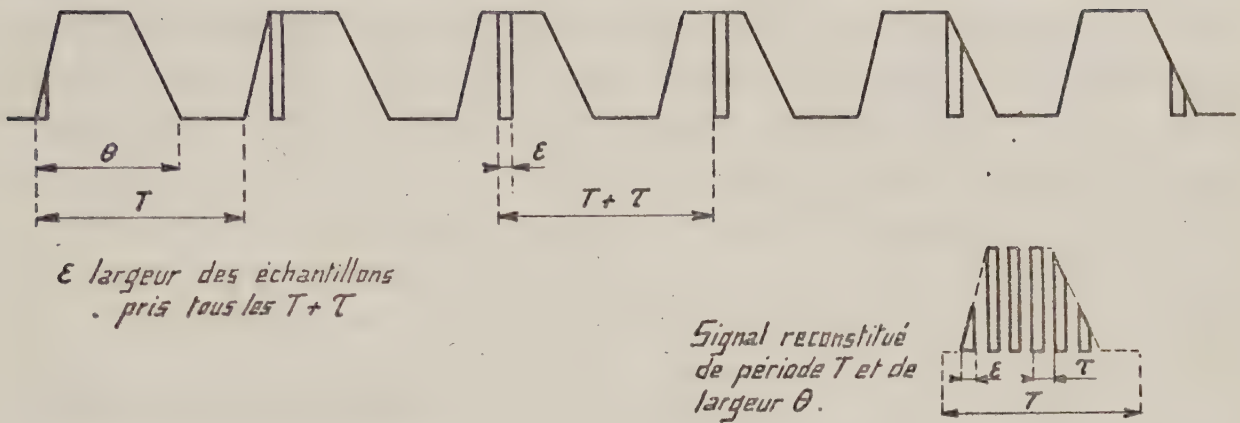


FIG 1.4 Échantillonnage monocanal

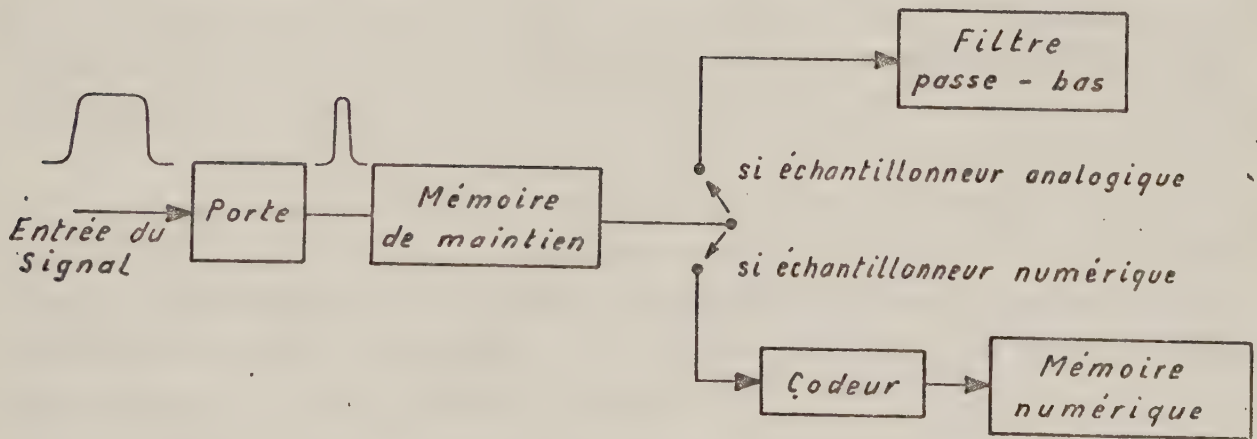


FIG 1.5 Échantillonneur monocanal

signal à une fréquence légèrement différente de celle de ce signal. Il y a donc acquisition d'un échantillon par période du signal, ou toutes les p périodes, suivant le "temps de réponse" propre de l'appareillage. Ce processus est illustré par la figure I.4. L'échantillonneur délivre un signal dont le pas d'échantillonnage est $pT + \tau$ ($p \neq 0$), et la fréquence maximale présente dans ce signal sera $\frac{1}{2(pT + \tau)}$ au lieu de $\frac{1}{2\tau}$ avant traitement. Le signal semble se "dérouler" au ralenti, et il y a transposition basse fréquence du spectre.

Deux processus sont possibles à ce niveau :

- Echantillonnage analogique

Son schéma de principe est représenté figure I.5 . L'échantillon de largeur τ est transformé par la mémoire de maintien en un échantillon de largeur $pT + \tau$. Grâce à la transposition de fréquence, le signal peut être filtré énergiquement sans déformation dans le filtre passe-bas de sortie. Le spectre de bruit sera limité par le filtre, et le rapport signal sur bruit sera amélioré.

- Echantillonnage numérique

Son schéma de principe est représenté figure I.5 . Le signal délivré par le circuit de maintien est codé, le résultat est ajouté à la somme des échantillons fournis par les périodes précédentes et inscrit en mémoire numérique (par exemple un compteur).

Dans ce type d'échantillonnage, chaque point du signal est extrait par sommation l'un après l'autre, et la présentation des résultats est séquentielle. Le nombre de sommations N est fixé a priori avant analyse, et puisque l'on ne peut suivre l'évolution du signal au cours de l'extraction, il n'est pas possible de modifier ce nombre durant l'analyse.

I.4.2.2 - Echantillonnage multicanal

Dans l'échantillonnage multicanal, il y a acquisition séquentielle d'un certain nombre d'échantillons par période du signal (éventuellement toutes les p périodes suivant le "temps de réponse" de l'appareil), et présentation simultanée des divers points extraits.

Appareillages courants (du commerce)

Deux types principaux d'échantillonneurs multicanaux sont disponibles sur le marché, l'échantillonneur séquentiel numérique et l'échantillonneur multivoie analogique.

L'échantillonneur séquentiel numérique est un mode de fonctionnement particulier des analyseurs d'amplitude. De tels appareils sont conçus à l'origine pour l'examen des spectres d'énergie. Le codeur à conversion de temps (type Wilkinson) délivre un nombre d'impulsions (émises à la fréquence d'horloge f) proportionnel à la tension : par exemple 512 points (ou 9 bits) en $5 \mu s$; 4096 points (ou 12 bits) en $40 \mu s$ pour $f = 100 \text{ MHz}$. Pour une fréquence d'horloge de 200 MHz , on obtient respectivement $2,5 \mu s$ et $20 \mu s$. A cette durée s'ajoutent des retards dus à des éléments annexes, qui augmentent très sensiblement le temps total de traitement (exemple : $30 \mu s$ pour 4096 points ($f = 200 \text{ MHz}$) avec l'analyseur 5401A Hewlett Packard). De plus, un comptage pour l'addition est très souvent utilisé avec ce type de codeur. Pour la reconstitution des signaux et pour les problèmes qui nous étaient posés, l'intervalle entre échantillons doit être beaucoup plus court. Le codeur doit posséder une bonne linéarité intégrale. Une bonne linéarité différentielle n'est pas nécessaire ici, car nous n'avons pas d'application en spectrométrie. La présentation simultanée des échantillons, à la lecture des résultats, se fait par exploration de la mémoire numérique, en général une mémoire à tore de ferrite. Cet échantillonneur comporte une seule voie d'entrée.

L'échantillonneur multivoie analogique est réalisé à l'aide de n voies de traitement, chacune comportant une porte et une capacité de mémoire, où viennent se "moyenner" les échantillons de périodes successives, les portes étant ouvertes successivement à intervalles réguliers θ durant une période.

Amélioration de l'extraction dans le cas de l'échantillonneur multicanal analogique

Un calcul direct de cette amélioration peut être fait en tenant compte de la mémoire capacitive.

La capacité d'une voie reçoit toujours, au cours des différentes périodes, la même "tranche" de signal durant le temps θ . Les bruits entre les

périodes n'étant pas corrélés, il y a extraction du signal par sommation dans la capacité.

Soient ϵ le temps d'ouverture de la porte, Z la constante de temps de charge du circuit mémoire durant ϵ . Pour simplifier, les pertes sont supposées nulles, durant le temps de maintien entre prise d'échantillon ; de plus, le filtre d'entrée est tel que le signal et le bruit puissent être considérés comme constants durant le temps d'ouverture de la porte.

Si S est le signal à l'instant considéré, b_i le bruit à la période i , le signal aux bornes de la capacité est :

$$\text{- après la 1ère période} \quad X_1 = (b_1 + S)(1 - e^{-\epsilon/Z})$$

$$\text{- après la 2ème période} \quad X_2 = (b_2 + S - X_1)(1 - e^{-\epsilon/Z}) + X_1$$

$$\text{soit} \quad X_2 = (1 - e^{-\epsilon/Z}) \left[b_2 + b_1 e^{-\epsilon/Z} + S(1 + e^{-\epsilon/Z}) \right]$$

$$\text{- après la 3ème période} \quad X_3 = (b_3 + S - X_2)(1 - e^{-\epsilon/Z}) + X_2$$

$$\text{soit} \quad X_3 = (1 - e^{-\epsilon/Z}) \left[b_3 + b_2 e^{-\epsilon/Z} + b_1 e^{-2\epsilon/Z} + S(1 - e^{-\epsilon/Z} - e^{-2\epsilon/Z}) \right]$$

D'où, par récurrence, après la N ème période :

$$X_N = (1 - e^{-\epsilon/Z}) \left[S(1 + e^{-\epsilon/Z} + \dots + e^{-(N-1)\epsilon/Z}) + b_n + b_{n-1} e^{-\epsilon/Z} + \dots + b_1 e^{-(N-1)\epsilon/Z} \right]$$

Pour un calcul analogue à celui de I.1.1, on obtient :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{\text{entrée}} = \frac{S^2}{\sigma_B^2} \quad \left(\frac{S}{B} \right)_{\text{sortie}} = \frac{E^2(X_N)}{\sigma_{X_N}^2}$$

$$\text{soit} \quad \bullet \quad E[X_N] = S(1 - e^{-\epsilon/Z}) \left(\sum_{i=0}^{N-1} 1 - e^{-i\epsilon/Z} \right)$$

$$E[X_N] = S(1 - e^{-N\epsilon/Z})$$

$$\bullet \quad \sigma_{X_N}^2 = (1 - e^{-\epsilon/Z})^2 \sigma_B^2 (1 + e^{-2\epsilon/Z} + \dots + e^{-2(N-1)\epsilon/Z})$$

$$\sigma_{X_N}^2 = \sigma_B^2 (1 - e^{-\epsilon/Z})^2 \frac{1 - e^{-2N\epsilon/Z}}{1 - e^{-2\epsilon/Z}} .$$

Il en résulte

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{sortie}} = \left(\frac{S}{B}\right)_{\text{entrée}} \frac{(1 - e^{-N\epsilon/Z})^2}{(1 - e^{-\epsilon/Z})^2} \frac{1 - e^{-2\epsilon/Z}}{1 - e^{-2N\epsilon/Z}}$$

soit

$$\boxed{\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{sortie}} = \left(\frac{S}{B}\right)_{\text{entrée}} \frac{1 - e^{-N\epsilon/Z}}{1 + e^{-N\epsilon/Z}} \frac{1 + e^{-\epsilon/Z}}{1 - e^{-\epsilon/Z}}}$$

Lorsque le nombre de sommations N devient très grand, le facteur d'amélioration a pour limite $A = (1 + e^{-\epsilon/Z}) / (1 - e^{-\epsilon/Z})$. A est d'autant plus grand que ϵ est petit devant Z , donc que l'ouverture de la porte est faible devant la constante de temps de charge de la capacité.

Pour $\epsilon \ll Z$, le facteur d'amélioration du rapport signal sur bruit a pour valeur approchée

$$A \simeq \frac{2Z}{\epsilon} \frac{1 - e^{-N\epsilon/Z}}{1 + e^{-N\epsilon/Z}} .$$

Les inconvénients de ce type d'échantillonneur sont :

- les disparités entre voies d'analyse
- le temps de mémoire limité de la capacité.

Un tel échantillonneur ne peut analyser correctement un signal rapide à récurrence très lente. Les échantillonneurs commercialisés ont un pas d'échantillonnage de $1 \mu s$. Les constantes de temps de mémoire pouvant atteindre $500 s$, et ils extraient 100 points du signal.

Appareillages très performants (de laboratoire)

L'échantillonneur séquentiel numérique peut être grandement amélioré par changement de type de codeur. Il est possible de fabriquer des codeurs fournissant 8 bits en 200 ns pour citer un des plus rapides possédant une précision convenable. Le temps θ de traitement d'un échantillon (i.e. la somme des durées de codage, d'addition et de mise en mémoire) peut ainsi être rendu assez court. Il arrive alors souvent que le signal ait une "durée" utile à analyser plusieurs fois supérieure à θ . L'échantillonneur peut permettre d'obtenir plusieurs points du signal par période, points espacés de θ . De plus, à la période suivante, il est possible de recommencer le même processus avec un léger retard, donc de prendre des échantillons situés entre ceux de la période précédente. La figure I.6 illustre ce que l'on peut appeler un "entrelacement des échantillons". Cette technique est intéressante, car elle permet de s'affranchir du "temps mort" θ , au prix d'une augmentation de la durée d'analyse. Ce processus doit être, en effet, repris autant de fois que nécessaire pour l'extraction. Il faut alors prévoir une commande logique permettant un adressage correct des échantillons en mémoire, de manière à reconstituer le signal.^[I-8]

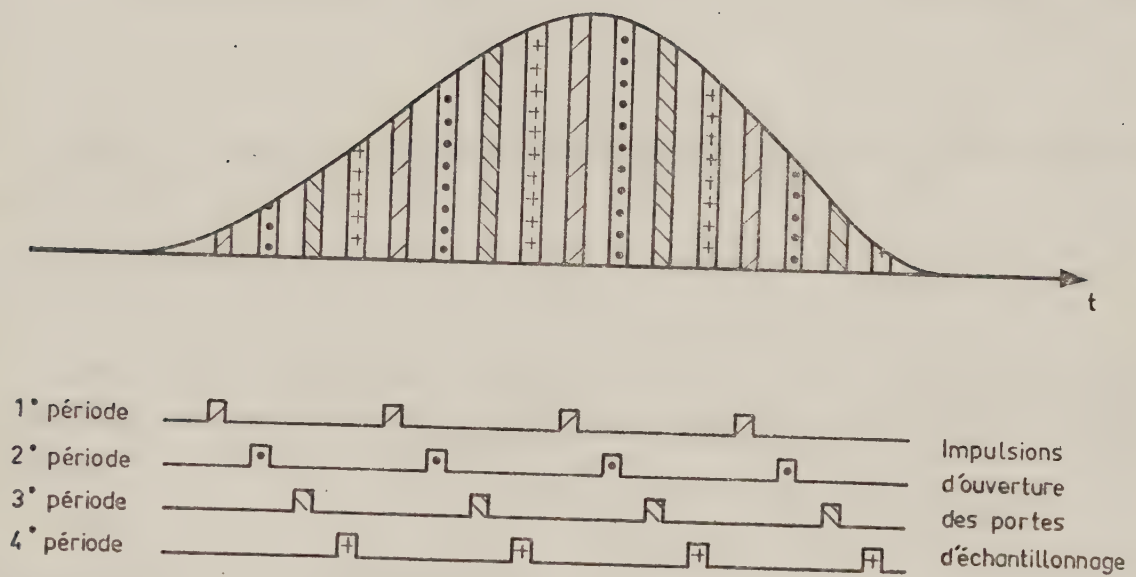
On peut concevoir un appareillage multivoie analogique amélioré par l'emploi d'un allongeur par voie d'analyse. Chaque voie comprend deux capacités, l'une assez faible pour la prise de l'échantillon, la seconde de valeur plus importante où s'effectue la sommation. Ce processus peut être de mise en oeuvre délicate, et une solution plus sûre est la suivante. Elle consiste à conserver les n voies d'analyse de l'échantillonneur analogique, et d'adjoindre par voie un codeur et un élément de mémoire numérique. Chaque échantillon est traité immédiatement après son acquisition. L'intérêt de cette méthode est que l'intervalle entre échantillons peut être rendu très court : il dépend de la qualité des portes de découpage.

Soit τ le temps d'acquisition d'un échantillon et θ le temps de traitement : $\tau \ll \theta$.

Le 1er échantillon, acquis de 0 à τ , est traité de τ à $\tau + \theta$

Le 2ème échantillon, acquis de τ à 2τ , est traité de 2τ à $2\tau + \theta$

Le nième échantillon, acquis de $(n-1)\tau$ à $n\tau$, est traité de $n\tau$ à $n\tau + \theta$



"ENTRELAÇEMENT" DES ÉCHANTILLONS

FIG I.6

Un nouvel examen du signal peut être fait au bout du temps $A = n\tau + \theta$.

Pour $n = 16$ $\tau = 10 \text{ ns}$ et $\theta = 4 \text{ } \mu\text{s}$, $A = 4,16 \text{ } \mu\text{s}$.

L'emploi de n codeurs et n éléments mémoire est coûteux. Il est préférable de présenter les divers échantillons, mis en mémoire temporaire capacitive, successivement à un codeur unique.

Le 1er échantillon, acquis de 0 à τ , est traité de τ à $\tau + \theta$

Le 2ème échantillon, acquis de τ à 2τ , est traité de $\tau + \theta$ à $\tau + 2\theta$

Le nième échantillon, acquis de $(n-1)\tau$ à $n\tau$, est traité de $\tau + (n-1)\theta$
à $\tau + n\theta$.

Ainsi, l'analyse d'une nouvelle période du signal peut être recommencée à $\tau + n\theta = A$.

Pour $n = 16$ $\tau = 10 \text{ ns}$ et $\theta = 4 \text{ } \mu\text{s}$, $A = 64 \text{ } \mu\text{s}$.

Pour avoir une précision convenable, les constantes de temps de décharge des mémoires temporaires capacitives devront être plusieurs fois supérieures à A .

Solution adoptée pour le problème posé

L'échantillonneur, que nous nous proposons de réaliser, doit permettre l'analyse d'un signal toutes les 10 ns, ce signal ayant des périodes de répétition de 20 ns au minimum.

Dans ces conditions, l'intervalle entre échantillons est trop faible pour que la solution échantillonneur séquentiel numérique puisse être retenue. Il faut donc envisager un échantillonneur multivoie. En raison de la très faible récurrence, cet appareil ne peut être entièrement analogique, et il n'est pas nécessaire qu'il possède un codeur par voie.

Cet échantillonneur multicanal ultra-rapide comprendra donc n voies de mémorisation temporaire des échantillons, lesquels seront présentés successivement à un codeur, l'extraction se faisant en mémoire numérique.

I.5 - REMARQUES SUR LES PROCÉDES DE CORRELATION

Ces procédés sont cités pour mémoire, car la détection d'un signal utile S d'un bruit parasite B n'est qu'une de leurs multiples applications (de plus amples détails sont fournis en référence [I.9]) et ils ne donnent qu'une image du signal.

La conception des corrélateurs est basée sur la notion d'ergodisme, les fonctions aléatoires bénéficiant de cette propriété sont telles que leurs moyennes statistiques puissent être estimées par leurs moyennes temporelles, soit :

$$C_{xx}(\tau) = E[x(t) x(t - \tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt .$$

Cette notion de fonction de corrélation a alors été généralisée :

- aux fonctions certaines de carré sommable

$$C_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) y(t - \tau) dt ;$$

- aux fonctions périodiques de période T

$$C_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t - \tau) dt .$$

Examinons maintenant les possibilités d'amélioration du rapport signal sur bruit dans un corrélateur.

Soient $(S+B_1)$ et $(S+B_2)$ les deux entrées d'un corrélateur. La fonction d'autocorrélation en sortie est :

$$C_{(S+B_1).(S+B_2)} = C_{SS} + C_{SB_2} + C_{B_1S} + C_{B_1B_2} .$$

Les bruits B_1 et B_2 étant supposés indépendants du signal S ,

$$C_{(S+B_1).(S+B_2)} = C_{SS} + C_{B_1B_2} .$$

Or la fonction d'autocorrélation d'un bruit $C_{B_1B_2}$ tend vers zéro lorsque τ augmente.

Donc $C_{(S+B_1) \cdot (S+B_2)}(\tau) \rightarrow C_{SS}(\tau)$ quand τ augmente.

Théoriquement, il ne reste plus que la fonction d'autocorrélation du signal et le rapport signal sur bruit en sortie tend vers l'infini. En réalité, les temps d'intégration pour les évaluations des intégrales sont limités et il en résulte une erreur sur les calculs de C_{SS} et C_{BB} , de façon telle que ce rapport ne tend pas vers l'infini.

DEUXIEME CHAPITRE

ETUDE D'UN ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE

II.1 - PRINCIPE GENERAL DE L'APPAREILLAGE

L'appareillage doit permettre l'analyse d'un signal reproductible identiquement à lui-même à des instants repérables. Ce signal est noyé dans un bruit aléatoire et stationnaire, sa durée est de quelques centaines de nanosecondes, et les intervalles de répétition sont de 20 ms au minimum.

Nous avons vu, dans le premier chapitre, que ces caractéristiques particulières nous conduisent à utiliser un procédé d'analyse séquentielle avec mémorisation analogique temporaire suivi d'une extraction en mémoire numérique. Ainsi l'ensemble (signal, bruit) est présenté à n voies d'échantillonnage et il y est découpé en n échantillons régulièrement espacés dans le temps, intervalle minimum 10 ns. Ces échantillons conservés dans des mémoires temporaires capacitives, sont présentés successivement à un codeur analogique-numérique, à un rythme compatible avec le temps de conversion. Puis, chaque échantillon est ajouté à la somme des échantillons de même rang fournis par les analyses précédentes et la nouvelle somme est mise en mémoire numérique.

Le schéma synoptique de l'échantillonneur est donné figure II.1 .
L'échantillonneur peut être décomposé en deux ensembles :

- un ensemble d'échantillonnage : le signal subit un traitement permettant de le ralentir artificiellement, à l'aide de portes d'échantillonnage et de lecture, dont le diagramme des impulsions d'ouverture est donné figure II.2 ;
- un ensemble d'extraction mémorisation : les échantillons y sont codés, sommés et mis en mémoire.

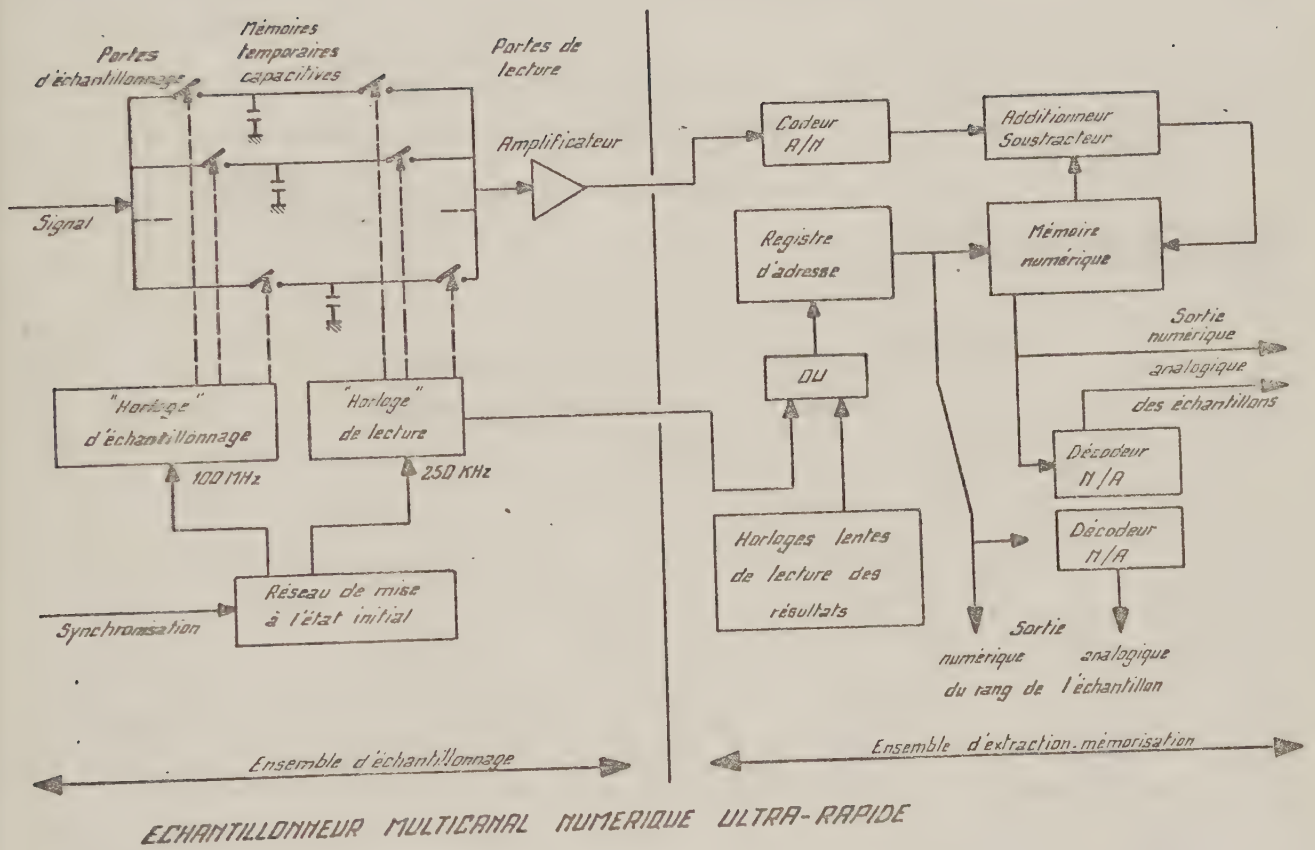


FIG II.1

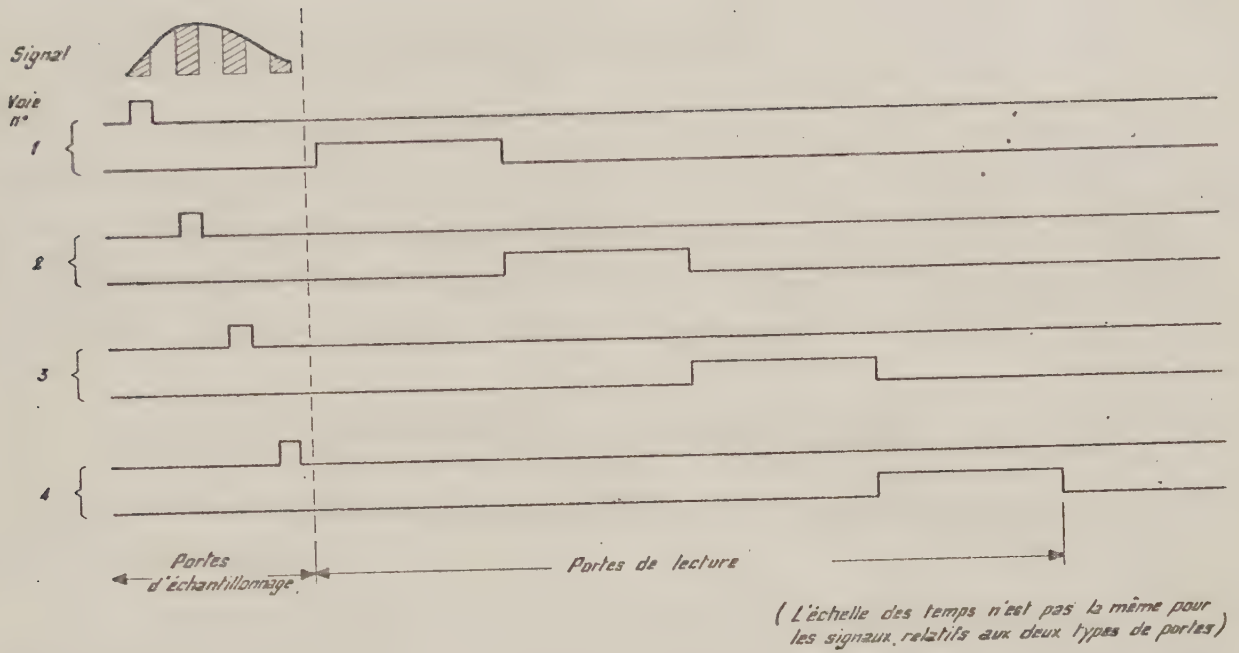


Diagramme des signaux d'ouverture des portes
pour un échantillonneur à 4 voies

FIG II.2

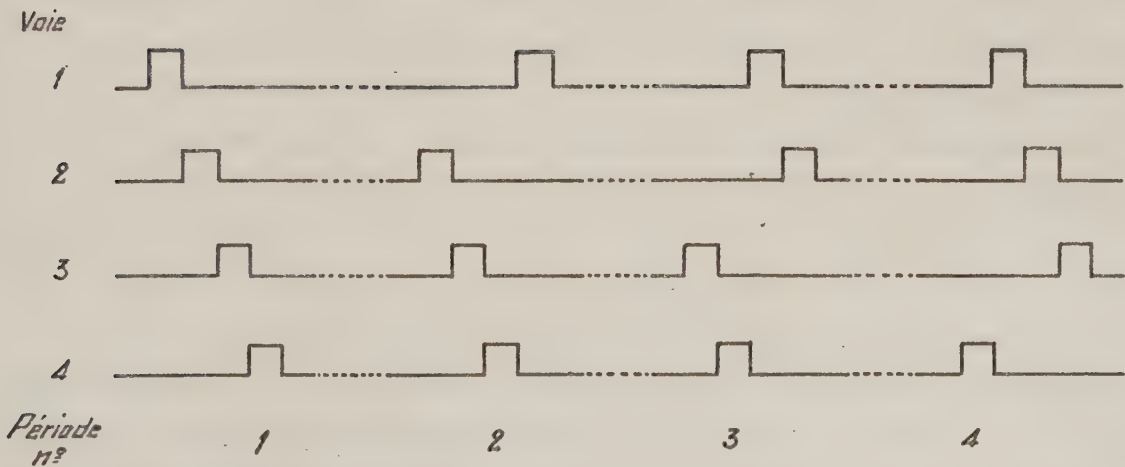


Diagramme des signaux d'ouverture des portes
d'échantillonnage avec "rotation".

FIG II.3

II.2 - ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE

II.2.1 - Performances requises des circuits

L'analyse d'un signal toutes les 10 ns exige l'emploi de portes d'échantillonnage ayant des temps de commutation de l'ordre de la nanoseconde, qui soient commandées par des impulsions de forme et d'amplitude convenables. La distribution des ordres d'échantillonnage est faite par un système logique de fréquence de fonctionnement 100 MHz au maximum.

II.2.1.1 - Acquisition des échantillons en mémoire capacitive

La mise en mémoire temporaire capacitive des échantillons peut se faire de deux manières :

- on enregistre la valeur crête de l'échantillon présenté (cette valeur sera exacte à 1% près, si la durée d'ouverture de la porte est au moins cinq fois égal à la constante de temps de charge du circuit);
- on enregistre un certain pourcentage de la valeur de l'échantillon. Cela nécessite, soit une remise à zéro systématique de la charge de la capacité avant analyse, soit l'existence d'un circuit de contre-réaction, restituant le niveau complet de l'échantillon, avant une nouvelle analyse. Ainsi, à la période suivante, la capacité acquiert une charge supplémentaire, qui est un pourcentage connu de la différence entre le niveau de l'échantillon précédent et celui du nouvel échantillon ; à partir de cette nouvelle information, le circuit de contre-réaction restitue le niveau du nouvel échantillon. Ce procédé, dit à "détection d'erreur" est utilisé dans les tiroirs d'échantillonnage d'oscilloscopes. L'avantage est que les temps d'ouverture de portes peuvent être très courts ; cela augmente la "bande passante" de l'échantillonneur, qui dépend de ces durées d'ouverture.

Dans le cas d'un échantillonnage multicanal, les constantes de temps de charge devraient être strictement identiques sur toutes les voies pour qu'il n'y ait pas d'erreur systématique commise sur le signal. Comme cela n'est pas réalisable pratiquement, on pallie à cet inconvénient en effectuant une rotation des échantillons (Fig. II.3).

A la première analyse du signal, le premier échantillon est inscrit dans la capacité de la voie 1, le deuxième dans celle de la voie 2, ..., le nième dans celle de la voie n. A la deuxième analyse, le premier échantillon est inscrit dans la capacité de la voie 2, le deuxième dans celle de la voie 3, ..., le nième dans celle de la voie 1, et ainsi de suite. Après n périodes, n étant le nombre d'échantillons (donc de voies), chaque tranche de signal sera affecté en mémoire du même coefficient correctif. On peut donc par ce procédé compenser des erreurs systématiques dues aux défauts des circuits.

L'effet de cette rotation peut se calculer aisément. Soit G_i le gain d'une voie. Après n sommations, le signal a subi une "rotation" à chaque fois, et le signal inscrit en mémoire est de la forme

$$Z(t) = (G_1 + \dots + G_n) S(t) + G_1 B(t) + G_2 B(t - T) + \dots + G_n B(t - (n-1)T).$$

Le développement du calcul est identique à celui de I.1.1. On obtient :

$$E[Z(t)] = (G_1 + \dots + G_n) S(t)$$

$$\sigma_Z^2 = E \left[G_1 B(t) + \dots + G_n B(t - (n-1)T) \right]^2$$

soit
$$\sigma_Z^2 = E \left[\sum_{i=1}^n G_i^2 B^2(t - (i-1)T) + \sum_{0 \leq i \neq j \leq n-1} G_{i+1} G_{j+1} B(t - iT) B(t - jT) \right]$$

Les bruits de périodes différentes n'étant pas corrélés

$$\sigma_Z^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_B^2 G_i^2$$

Or
$$\left(\frac{S}{B} \right)_x = \frac{E^2[x]}{\sigma_x^2} = \frac{\bar{S}^2}{\sigma_B^2} \quad \text{à l'entrée}$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_z = \frac{E^2[z]}{\sigma_z^2} = \frac{\bar{S}^2 \left(\sum_{i=1}^n G_i \right)^2}{\sigma_B^2 \sum_{i=1}^n G_i^2}$$

Ainsi

$$\left(\frac{S}{B}\right)_Z = \left(\frac{S}{B}\right)_x \frac{\left(\sum G_i\right)^2}{\sum G_i^2}$$

Dans le cas où $G_i = 1$ quel que soit i , l'amélioration est n (résultat déjà établi).

Une compensation exacte des erreurs sera toujours réalisée, si l'on effectue un nombre de commutations N multiple de n . Si $N = np$, l'amélioration sera $p \left(\sum G_i\right)^2 / \sum G_i^2$.

Si l'on fait une extraction du signal avec un échantillonnage multi-canal sans effectuer la "rotation", au bout de n périodes, chaque tranche aura subi une amélioration n du rapport signal/bruit, mais elle sera affectée d'un coefficient différent suivant son rang, ce qui fausse la lecture de l'amplitude. Il vaut mieux perdre un peu en amélioration du rapport signal/bruit, mais avoir un signal correct après extraction.

Ce procédé de rotation des échantillons a été retenu, ainsi que l'enregistrement à la valeur crête, ce qui supprime le circuit de remise à zéro par voie, ou l'amplificateur de contre-réaction par voie, coûteux et nécessitant un réglage.

II.2.1.2 - Calcul du circuit de mémoire temporaire

Voyons les diverses relations auxquelles doivent satisfaire les circuits de mémoire pour l'acquisition et le maintien de l'échantillon.

Acquisition

On peut considérer que l'on enregistre la valeur crête d'un signal lorsqu'on en obtient plus de 99%. En réalité, dans un circuit RC, la capacité se charge à un certain pourcentage non du signal qui lui est présenté, mais de la différence entre ce signal et la tension résiduelle préexistant dans la capacité - ce qui serait une source d'erreur dans le cas d'un fonctionnement à récurrence rapide.

Soient R_d la résistance présentée par la porte et la source , C la capacité de mémoire, supposée entièrement déchargée. Si V est la tension présentée à l'entrée, l'équation donnant la tension aux bornes de la capacité est :

$$v_1 = V(1 - e^{-(t/R_d C)})$$

Pour que $v/V = 0,99$, il faut que la durée ϵ d'ouverture de la porte soit au moins cinq fois égale à la constante de temps de charge, soit

$$\epsilon \geq 5 R_d C$$

On en déduit que pour $\epsilon = 5 \text{ ns}$, R_d et C doivent être très faibles. Pour tenir compte des capacités parasites, C devra être ajustable.

Maintien

Le temps de maintien est variable selon la voie, comme l'illustre la figure II.2 . Soit θ_i ce temps pour la voie i . La capacité de mémoire possède à ses bornes, une résistance R_{INV} très grande, dans laquelle elle se décharge lentement selon l'équation

$$v_2 = V' e^{-t/R_{INV} C}$$

pour $t \ll R_{INV} C$:

$$\frac{v_2 - V'}{V'} = - \frac{t}{R_{INV} C}$$

Comme à l'acquisition $V' = V(1 - e^{-(\epsilon/R_d C)})$

$$v_i = V(1 - e^{-(\epsilon/R_d C)}) e^{-\theta_i/R_{INV} C}$$

D'où un facteur de transmission : $G_i = (1 - e^{-(\varepsilon/RdC)}) e^{-\theta_i/R_{INV}C}$.

La valeur de G_i dépend de la manière dont est effectuée la présentation des échantillons au codeur.

• Les capacités peuvent être relues toujours dans le même ordre, soit celle de la voie 1 au début, quel que soit le rang de l'échantillon qui s'y trouve. Le temps de maintien θ_i est une caractéristique de la voie et G_i est une constante pour la voie i . Ainsi, par la rotation des échantillons, au bout de n périodes, chaque signal sera affecté du même coefficient correcteur $\sum G_i$, d'où une compensation exacte des erreurs. Cela nécessite un adressage correct des échantillons au niveau du système de mémorisation, mais simplifie la distribution des ordres de lecture.

• Le premier échantillon est lu en premier, quelle que soit sa capacité d'accueil. Le temps de maintien θ_i est alors une caractéristique de l'échantillon, et non de la voie. Alors G_i n'est plus une constante pour la voie, et l'on commet une erreur systématique sur les échantillons, le dernier subissant une décharge beaucoup plus importante que le premier durant le temps de maintien. Toutefois, l'adressage du système de mémorisation en est facilité, et la distribution des ordres de lecture est identique à celle d'échantillonnage (à la fréquence de fonctionnement près).

Pour des raisons de facilité de réalisation, ce dernier procédé a été retenu. Nous allons d'ailleurs prouver que les erreurs systématiques sont négligeables devant la précision requise.

Supposons que $Rd = 60 \Omega$, $C = 10 \text{ pf}$. Pour une durée d'ouverture $\varepsilon = 5 \text{ ns}$, $\varepsilon/RdC = 5/0,6 = 8,3$. La "valeur crête" est en réalité 99,97 % de la valeur du signal.

Si la présentation des échantillons au codeur se fait toutes les $4 \mu\text{s}$ le dernier échantillon (le 16ème par exemple) sera lu après un temps de maintien de $60 \mu\text{s}$. Avec $R_{INV} = 850 \text{ M}\Omega$, on a $\theta/R_{INV}C = 0,6/85 = 7 \cdot 10^{-3}$. On peut donc dire que G_i est constant à 1% près et est caractéristique de la voie. Donc, la procédure employée est justifiée, si on désire une précision de 1% sur le

signal. Durant le temps de codage τ , la capacité se décharge lentement, soit

$$\frac{v_i - v_o}{v_o} = - \frac{\tau}{R_{INV} C}$$

$$\text{Si } \tau = 2 \mu s \quad \frac{\tau}{R_{INV} C} = \frac{0,02}{85} = 0,2 \cdot 10^{-3}.$$

Donc, a priori, une dynamique de codage supérieure à $5 \cdot 10^3$ est superflue.

Enfin, il est nécessaire que les portes de lecture, pour la présentation des échantillons au codeur, ne perturbent pas la charge des capacités, et qu'elles assurent un bon isolement entre les voies.

II.2.1.3 - Soustraction du niveau de référence

Dans le cas où le niveau résiduel continu est superposé au signal, il peut être intéressant de s'en affranchir, en effectuant une soustraction systématiquement, après chaque analyse, du niveau de référence. Cela conduit à une meilleure utilisation de la mémoire, puisque l'on inscrit un signal moins grand en mémoire à chaque fois. Ce procédé est intéressant car il permet de se libérer des dérives des chaînes analogiques précédant l'échantillonneur.

II.2.2 - Les phénomènes de propagation

Les circuits, dont les performances requises ont été énoncées dans le paragraphe précédent, délivrent des impulsions dont le temps de montée peut être inférieur à la nanoseconde (par exemple, impulsions d'ouverture des portes d'échantillonnage). Un problème essentiel est d'assurer une transmission fidèle de telles impulsions d'un point à un autre du montage, d'où une étude des interconnexions. Un autre est de conserver au mieux la vitesse de fonctionnement propre des circuits, en réduisant au minimum les temps de propagation dus aux liaisons ; d'où une réduction de leur longueur, ce qui conduit à un câblage très dense.

Il faut alors envisager l'emploi d'un plan de masse qui servira à répartir au mieux les capacités parasites, et permet aussi de considérer les diverses connexions comme des lignes de transmission.

La dégradation du temps de montée d'une impulsion le long d'une chaîne de transmission dépend de la nature des éléments de cette chaîne, en particulier s'ils sont à minimum de phase ou non [II.1][II.2].

II.2.2.1 - Circuits à minimum de phase

Lorsque plusieurs réseaux sont mis en cascade, chacun d'eux ayant un temps de montée propre tr (mesuré sur la réponse de forme gaussienne qu'il fournit à partir d'une impulsion rectangulaire), le temps de montée propre de l'ensemble est

$$T = \sqrt{\sum tr^2} \quad (1)$$

Cette relation s'applique strictement lorsque les impulsions sont de forme gaussienne et tant qu'il n'y a pas d'oscillation. Elle fournit une bonne valeur approximative dans le cas des réseaux dits à minimum de phase, formés d'éléments discrets et pour lesquels il est défini une fréquence de coupure f_c définie par la perte d'amplitude à 3 db. Alors :

$$tr = \frac{0,45}{f_c} \quad (2)$$

Ces relations sont importantes lors de la mesure du temps de montée d'une impulsion à l'aide d'une sonde, comme le montre le tableau suivant :

Temps de montée (ns)		Temps de montée observé (ns)	Erreur commise %
Impulsion	Sonde		
1	1	1,41	41
2	1	2,24	12
3	1	3,16	5
5	1	5,10	2
10	1	10,05	0,5

II.2.2.2 - Circuits à propagation d'onde

Ces circuits ne sont pas à minimum de phase, et la relation (1) n'est plus vraie. Pour avoir une transmission d'impulsion fidèle, l'atténuation et la dispersion doivent être minimales et la propagation se fera suivant le mode transversal électromagnétique (T.E.M) dans les câbles coaxiaux ou dans des lignes en circuits imprimés.

• Lignes sans pertes

Rappelons les propriétés générales des lignes sans pertes dans ce cas. Soit ϵ_r la permittivité relative du diélectrique dans lequel se trouve la ligne ; c étant la vitesse de la lumière, l'onde se propage dans la ligne avec la vitesse

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad .$$

Soient L et C l'inductance et la capacité linéique. On définit

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{résistance caractéristique}$$

$$\delta = \frac{1}{v} = \sqrt{LC} \quad \text{retard par unité de longueur ;}$$

$$\text{d'où : } L = R_c \cdot \delta \quad \text{et } C = \frac{\delta}{R_c} \quad .$$

Pour une ligne de longueur ℓ , le retard est $\tau = \delta \cdot \ell$. Il y a onde réfléchie sur la ligne par réflexion à un endroit où il y a une brusque variation d'impédance. Si Z_ℓ est l'impédance sur laquelle se fait la réflexion, le coefficient de réflexion Γ_ℓ , rapport, à cet endroit, de l'amplitude de la tension réfléchie à celle de la tension incidente, est donné par

$$\Gamma_\ell = \frac{Z_\ell - R_c}{Z_\ell + R_c} \quad .$$

Ces relations, qui sont valables uniquement pour les lignes sans pertes, fournissent une bonne approximation dans les cas courants. Le tableau suivant présente quelques valeurs intéressantes.

ϵ_r	diélectrique	v m/s	δ ns/m	L nH/m	C pf/m	Rc Ω
1	vide-air	$3 \cdot 10^8$	3,33	167	66,6	50
				333	33,3	100
2	T.F.E. (câble KX 22)	$2,12 \cdot 10^8$	4,7	235	94	50
2,26	Polythène (câble KX 2)	$1,99 \cdot 10^8$	5	250	100	50
4,5	Verre époxy	$1,41 \cdot 10^8$	7,1	355	142	50
				532	95	75
				710	71	100

Pour les lignes sans pertes, terminées par leur impédance caractéristiques, les impulsions sont transmises sans modification du temps de montée. Il importe de mettre en évidence l'influence du retard apporté par la ligne de transmission et le temps de montée de l'impulsion qu'elle transmet. Quand une impulsion se propage sur une ligne qui n'est pas terminée par son impédance caractéristique R_c , mais par Z_ℓ , une fraction Γ_ℓ du signal incident est réfléchi de la charge vers l'entrée, et elle y arrive après un retard $2T$. Si le temps de montée T_1 du signal est inférieur au temps $2T$, le temps de montée n'est pas modifié. S'il est supérieur, la réflexion dégrade le temps de montée ; son effet est identique à celui d'une capacité. Dans ce dernier cas, on peut négliger l'aspect ligne de transmission, et assimiler la connexion à une capacité parasite. Les circuits intégrés utilisés les plus rapides ont des temps de montée de $2 \text{ ns} = T_1$, il y a effet capacitif tant que T est inférieur à 1 ns , soit une longueur de 14 cm au maximum dans le cas d'une transmission sur un diélectrique verre époxy.

De même lorsque plusieurs connexions sont issues d'un même point, il faut les considérer comme autant de lignes mises en parallèle, ce qui crée une charge non négligeable pour la sortie d'un circuit. De plus, si elles ne sont pas adaptées, il peut y avoir des réflexions perturbant d'autant plus le fonctionnement que ces lignes seront nombreuses.

• Lignes avec pertes [II.3]

Les lignes réelles ont des pertes ; dans la gamme de fréquence envisagée, les pertes par effet de peau sont très supérieures à celles dans le diélectrique, et elles augmentent avec la fréquence. Dans le cas de câbles coaxiaux à gaine tressée, ces pertes sont supérieures à celles prévues par la théorie. La réponse à un échelon unité $E.Y(t)$ est donnée par

$$v(\ell, t) = E \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{0,5}}{t}} \right) \right] Y(t) ,$$

avec

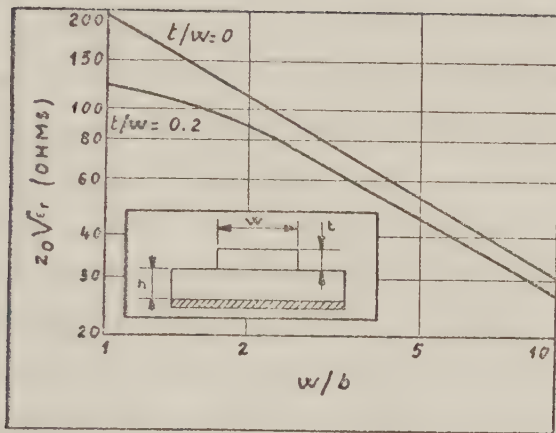
$$T_{0,5} = \frac{\alpha_o^2 \ell^2}{\pi f_o} ;$$

où : α_o : atténuation (en népers/m) à la fréquence f_o (Hz)
 ℓ : longueur de la ligne
 $T_{0,5}$: temps (non compris le retard) au bout duquel la tension en sortie atteint 50% de celle d'entrée.

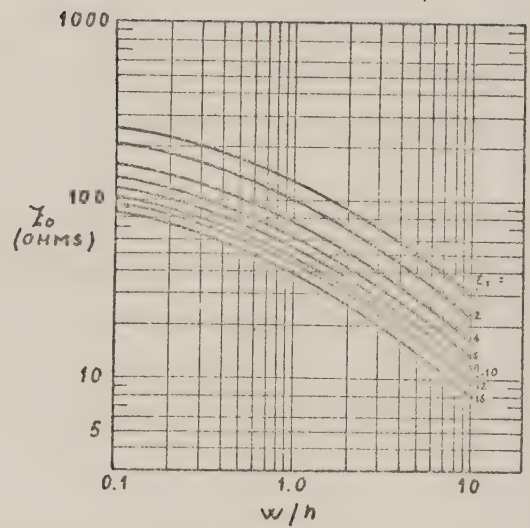
La variation de la tension v est illustrée par le tableau suivant

v/E en %	Temps de montée ($\times T_{0,5}$)
10	0,17
50	1
70	3
90	29
95	110

Ainsi une ligne, même terminée par son impédance caractéristique, modifie le temps de montée de l'impulsion qu'elle transmet, et cet effet est proportionnel au carré de la longueur de la ligne. Voyons l'importance de cet effet pour un câble $K \times 22 - 50 \Omega$, déjà cité. Pour $f_o = 400 \text{ MHz}$, $\alpha_o = 0,65 \text{ db/m}$, soit $0,075 \text{ np/m}$, on en déduit $T_{0,5} = (0,075)^2 / \pi 4.10^8 = 4,5 \text{ ps}$ pour $\ell = 1 \text{ mètre}$. On obtiendra 95% de l'amplitude d'entrée au bout du temps $110T = 0,5 \text{ ns}$. Ainsi, ce câble assurera une transmission correcte d'impulsion à la nanoseconde pour des longueurs ne dépassant pas 1 mètre.



Influence de l'épaisseur
du conducteur



Influence de la valeur de ϵ_r

Abaques pour la détermination de l'impédance
caractéristique d'une ligne microstrip.

• Cas particuliers des lignes imprimées

De très nombreux auteurs ont étudié les configurations électriques de tels circuits^{[II.2][II.4]}.

On distingue :

- le **stripline** ; formé par l'ensemble de deux plans de masses parallèles et d'un conducteur plat central qui en est séparé par un diélectrique. Cette configuration présente une symétrie électrique ;
- le **microstrip** ; qui se déduit du précédent par suppression d'un des plans de masse. Cette configuration non symétrique est de réalisation plus aisée que la précédente, mais est plus sensible aux effets de proximité et de rayonnement.

Dans ces deux modèles, il y a prédominance de la propagation TEM lorsque le plan de masse possède une surface très importante par rapport à celle de la connexion, que le champ électrique est presque entièrement localisé dans le diélectrique, et que son épaisseur est inférieure au quart de la longueur d'onde dans ce milieu, sinon les pertes par effet de rayonnement deviennent trop importantes.

La détermination des impédances caractéristiques de ces lignes a été faite en tenant compte des effets perturbateurs de bord, de la présence de l'air (dans le cas microstrip), des épaisseurs de connexions cuivre. Les résultats sont mis en évidence sur les abaques (Fig.II.4) concernant le microstrip. On obtient approximativement ceux relatifs au stripline (pour une même épaisseur entre plan de masse et connexion) par division par 2 des valeurs en ordonnées, en raison de la symétrie électrique.

Dans l'implantation des éléments, il faudra donc tenir compte de l'aspect ligne de transmission des connexions. Les impédances caractéristiques étant assez faibles (cf. Fig.II.4), de telles lignes peuvent "charger" de manière inconsiderée les sorties des circuits, et provoquer des réflexions gênantes, lorsqu'une adaptation est impossible. Pour ces raisons, et également pour diminuer le plus possible les retards dus à la propagation, ces liaisons seront généralement réduites à une longueur minimale. La grande densité de câblage, qui en résulte (d'où nécessité d'emploi de circuit multicouche), conduit à des ensembles

dans lesquels de nombreuses connexions sont proches les unes des autres : ces liaisons peuvent appartenir à un même plan ou à deux plans de câblage distincts. Il faut alors tenir compte de la diaphonie ; phénomène d'autant plus important (et gênant) que deux liaisons restent parallèles sur une plus grande longueur. Lorsque l'une des connexions dite active transporte une impulsion, il apparaît sur l'autre dite passive, par couplage inductif et capacitif, deux impulsions, chacune se déplaçant vers une extrémité de la liaison.

Une description qualitative et quantitative de ce phénomène est donnée dans les références [II.4]. Cet effet est important car les circuits dits rapides sont conçus pour changer d'état en recevant des impulsions moins importantes que celles nécessaires aux circuits lents de même type. Un moyen simple de s'en affranchir le plus possible est de disposer les liaisons de deux plans voisins perpendiculairement.

Le fait de travailler avec des transistors bipolaires, donc à basse impédance, permet d'être moins sensible à la diaphonie en circuits linéaires.

Pour terminer, citons pour mémoire les discontinuités qui existent lors du passage circuit imprimé - prise coaxiale. Elle ne deviennent notables que pour des domaines de fréquences non envisagés ici^[II.4].

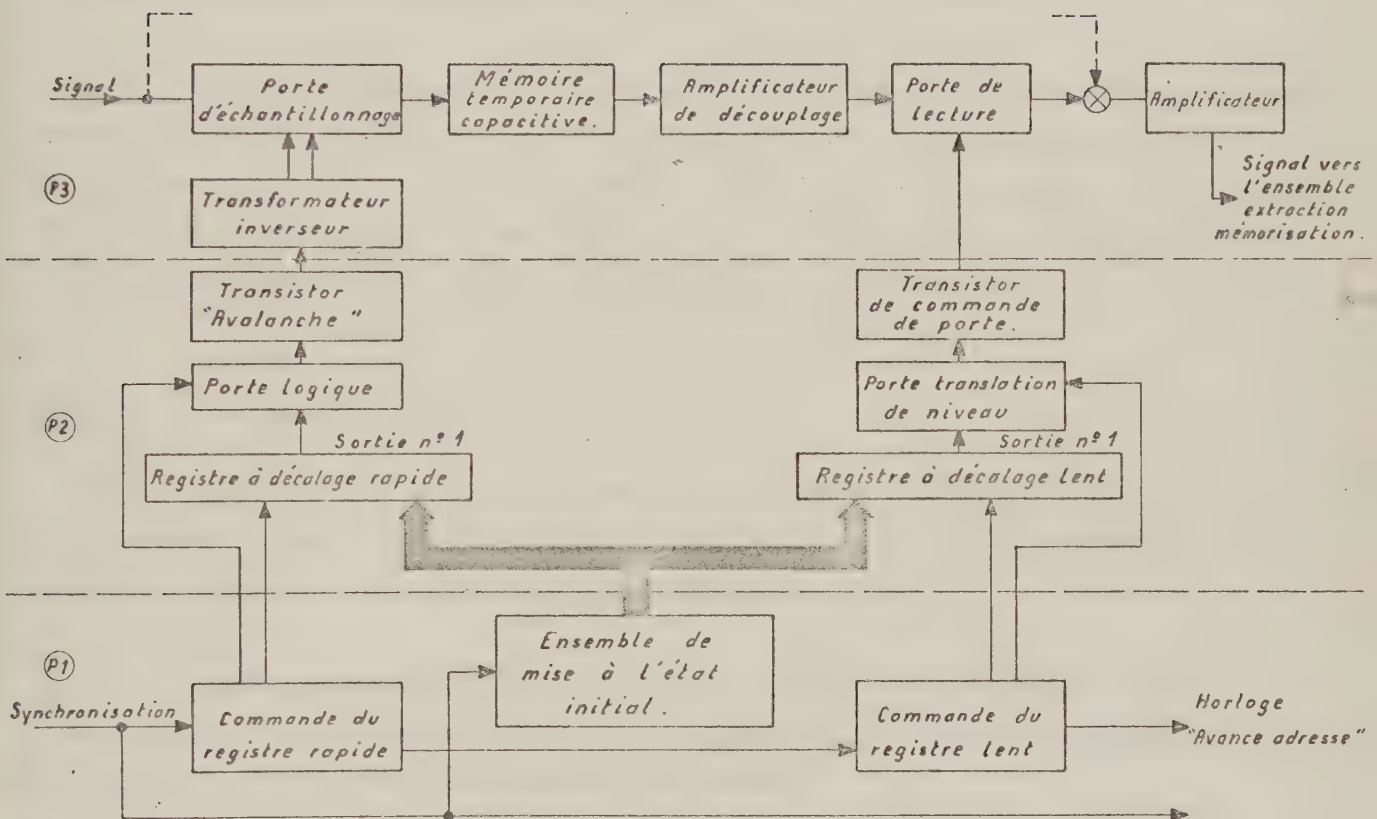
II.2.3 - Description des circuits

Le schéma synoptique de l'ensemble d'échantillonnage fait l'objet de la figure II.5 .

II.2.3.1 - Système logique de commande des portes

Pour obtenir un certain nombre n d'impulsions décalées dans l'espace et dans le temps, on peut utiliser, soit les sorties décodées d'un compteur, soit un registre à décalage.

Pour une fréquence de fonctionnement de 100 MHz, nous avons jugé préférable la solution d'un registre à décalage.



Note. La voie n°1 d'échantillonnage est représentée seule

Détails de l'ensemble d'échantillonnage (Schéma synoptique)

FIG II.5

Nous avons essayé, en éléments discrets, un registre à décalage à diode tunnel, ainsi qu'une bascule^[II.5].

Les divers essais effectués ont montré que le fonctionnement de tels circuits est délicat. Le câblage doit être très soigné, et réalisé avec des longueurs de connexions minimales. Les impulsions de commande doivent être fines. De plus, la mise en série d'un certain nombre d'éléments est délicate (nécessitant de nombreux réglages de la tension d'alimentation) et elle n'a pas dépassé pour nous 16 éléments pour un registre fonctionnant à 100 MHz.

Nous avons adopté les circuits intégrés logiques Motorola MECL II, seuls disponibles sur le marché à cette époque pour les vitesses envisagées. A partir des tables de vérité, on conçoit aisément des registres à décalage, des compteurs et décompteurs synchrones ou non, des horloges déclenchées, des monostables, et tout montage de base nécessaire à la réalisation.

Description du système logique

A partir de ces divers éléments, nous avons élaboré l'ensemble des distributeurs d'ordres d'échantillonnage et de lecture. Le schéma synoptique de la figure II.6 indique la succession des opérations.

L'opérateur élémentaire en logique MECL est la porte NOR, dont les symboles sont ceux précisés figure II.7. La bascule JK est donnée figure II.8. Les autres symboles sont précisés sur les schémas.

La figure II.9 donne le schéma de principe des horloges de commande (les tiroirs retard n'y sont pas représentés), la figure II.10 celui du système de mise à l'état initial, la figure II.11 celui des registre à décalage.

Les figures II.12 et II.13 fournissent les diagrammes des signaux obtenus pour l'ensemble de mise à l'état initial, et pour les registres. On voit de manière précise comment est réalisée la rotation des échantillons.

Pour le système de mise à l'état initial, le décodage direct de 16 états s'est révélé le plus simple, tout en imposant une charge acceptable en sortie des bascules. S'il avait été nécessaire de décoder un plus grand nombre d'états,

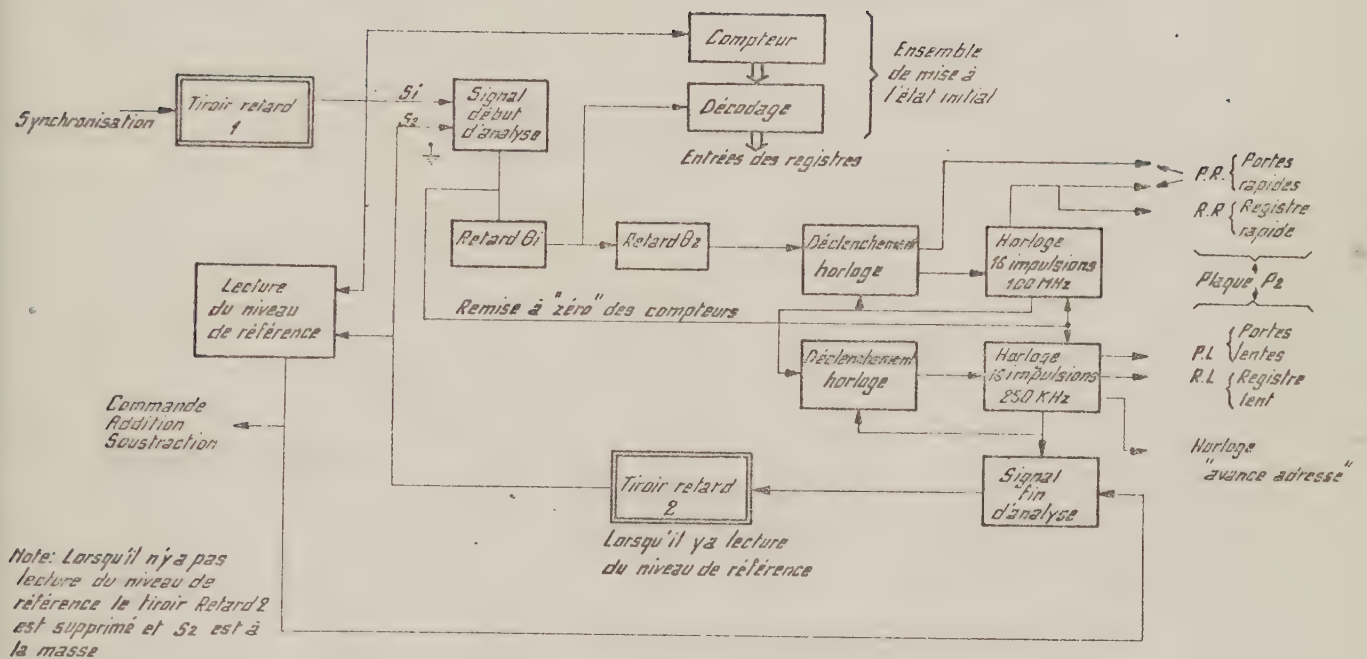
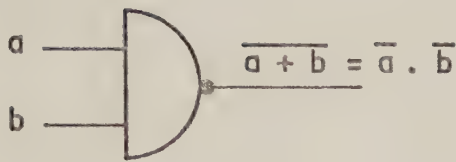
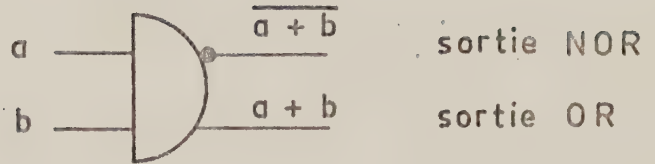


Schéma synoptique de "l'horloge". (Plaque Pt)

F 16 II.6



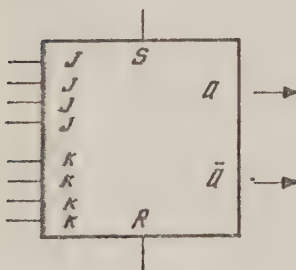
PORTE NOR



PORTE OR - NOR

FIG II.7

Bascule JK-RS



En Sortie

Q_n : état antérieur à toute modification des entrées

Q_{n+1} : nouvel état après modification

Table de vérité de la bascule RS

Toutes les entrées J, K sont statiques

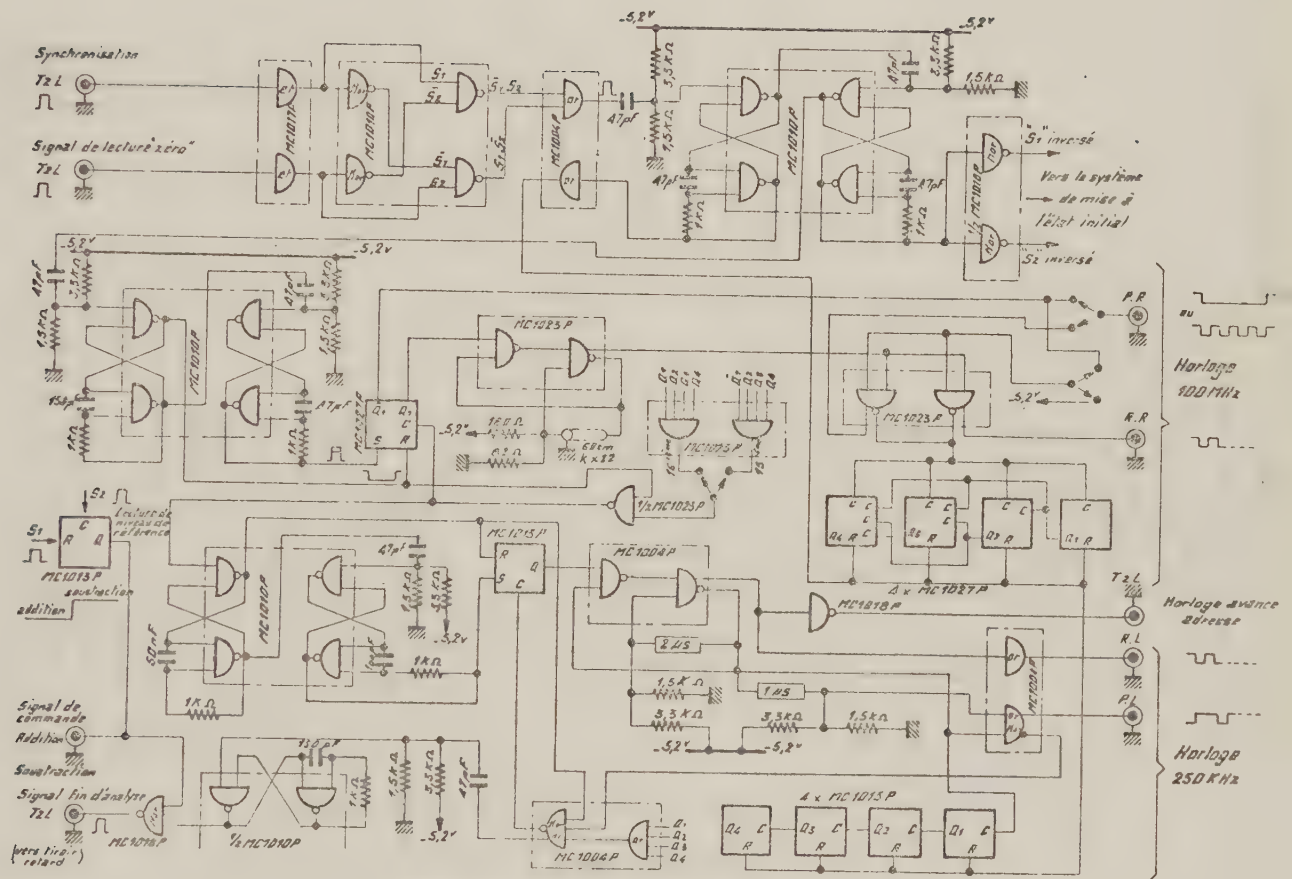
R	S	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	1
1	0	0
1	1	Non défini

Table de vérité de la bascule JK

Toutes les autres entrées JK et les entrées RS sont au niveau "0".
L'horloge C est formée par la liaison d'un J et d'un K

J	K	C	Q_{n+1}	état
ϕ	ϕ	0	Q_n	1
0	0	1	$\bar{Q}_n$	2
0	1	1	1	3
1	0	1	0	4
1	1	1	Q_n	5

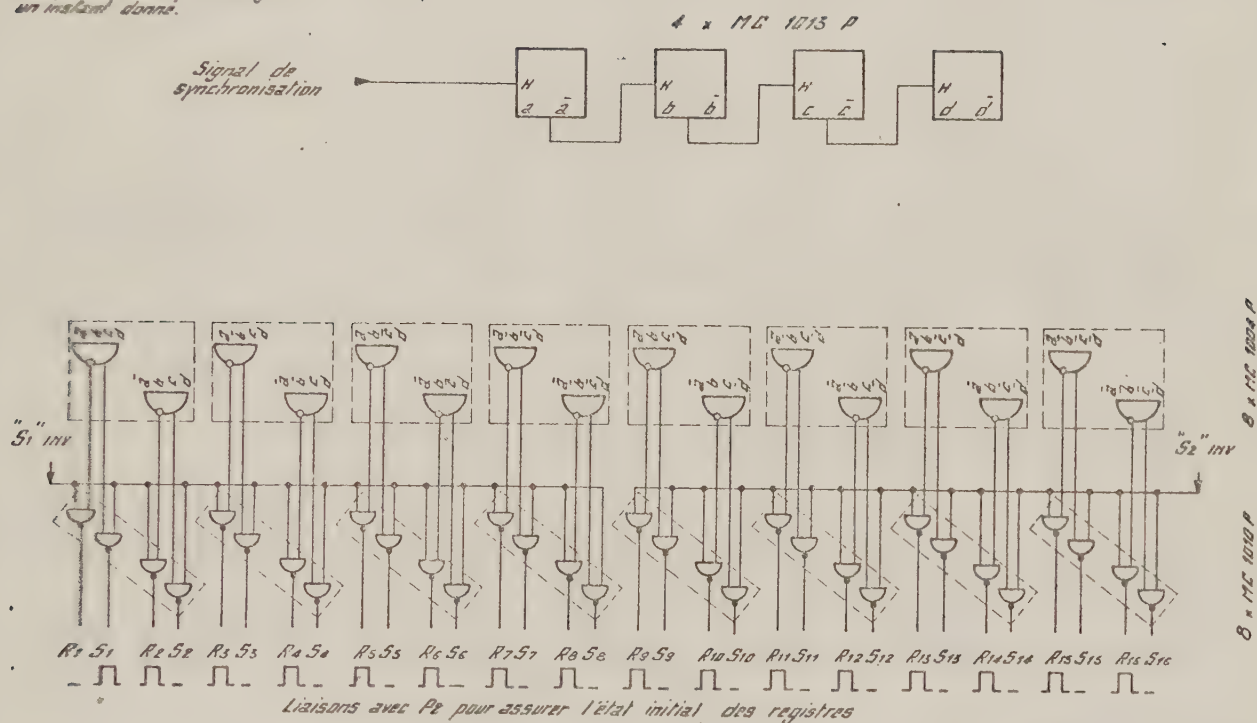
FIG II.8



HORLOGES de COMMANDE
(Echantillonneur à 16 voies - Schéma de principe)

FIG II.9

Principe:
Comptage des impulsions de
synchronisation et décodage à
un instant donné.



SYSTEME DE MISE A L'ETAT INITIAL
(Decodage de 16 états) - Plaque P1.

FIG II.10

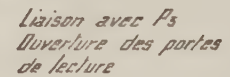


FIG II. 11

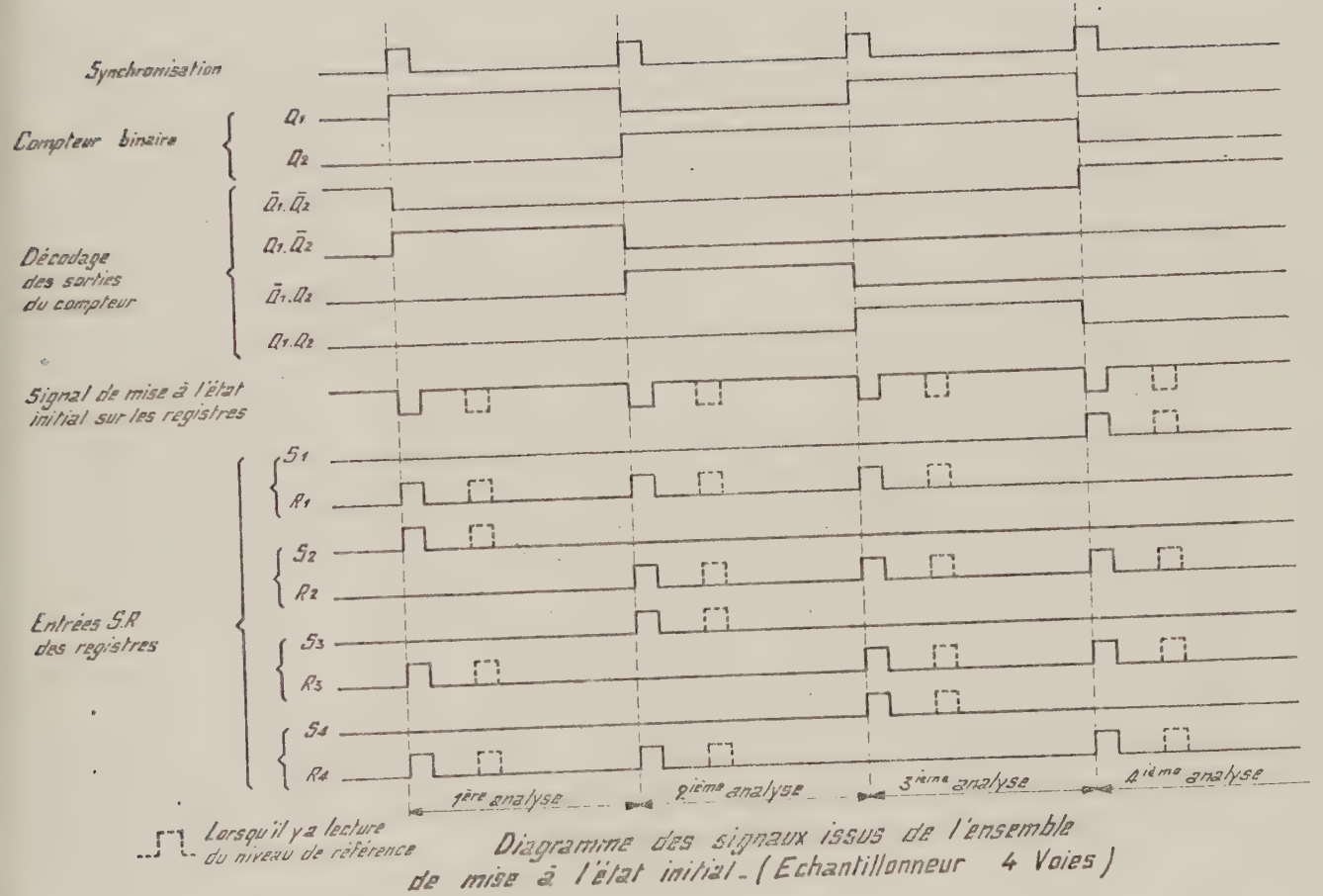


FIG II.12



FIG II.13 Diagramme des signaux des registres (Plaque P₂) Enchantillonneur 4 Voies

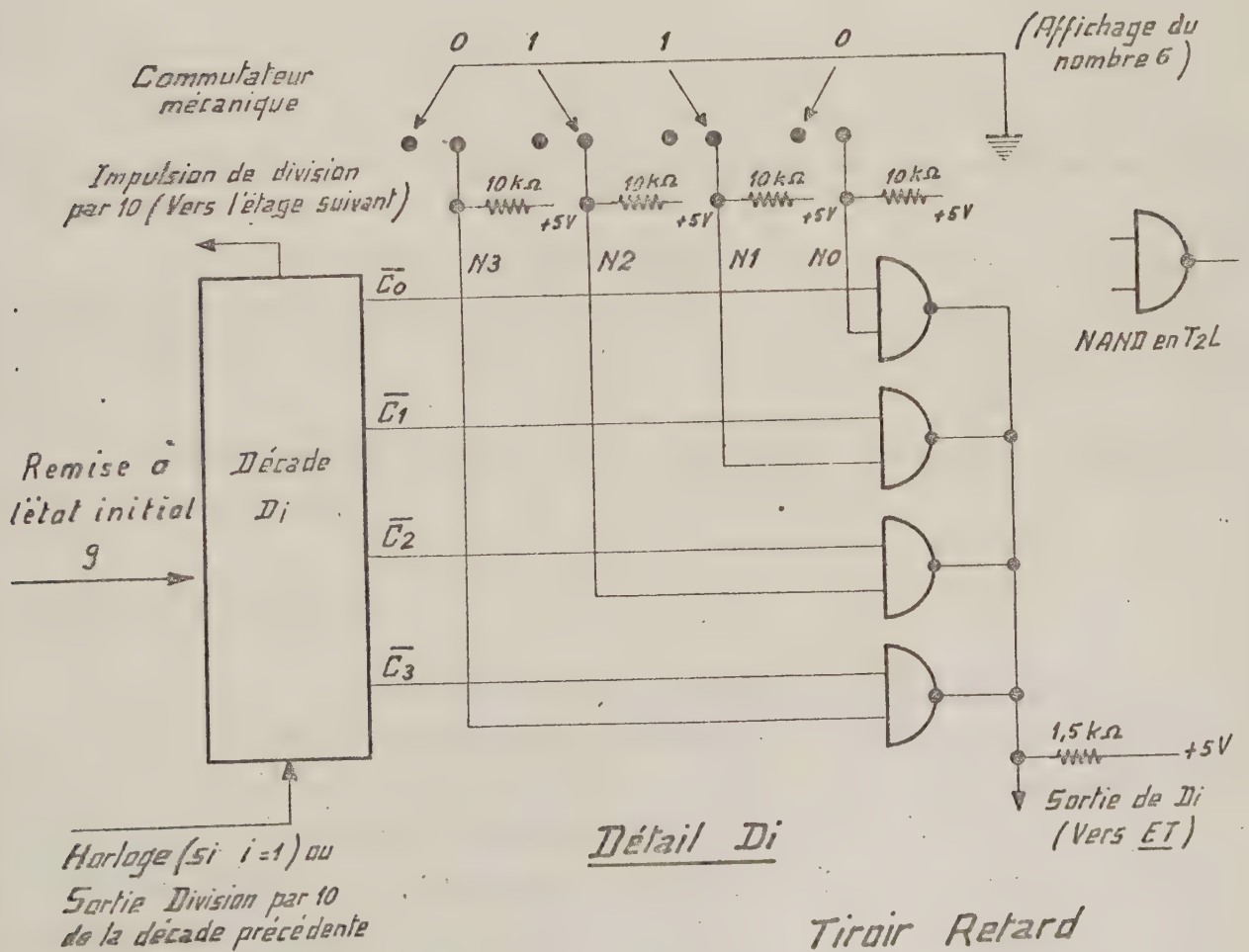
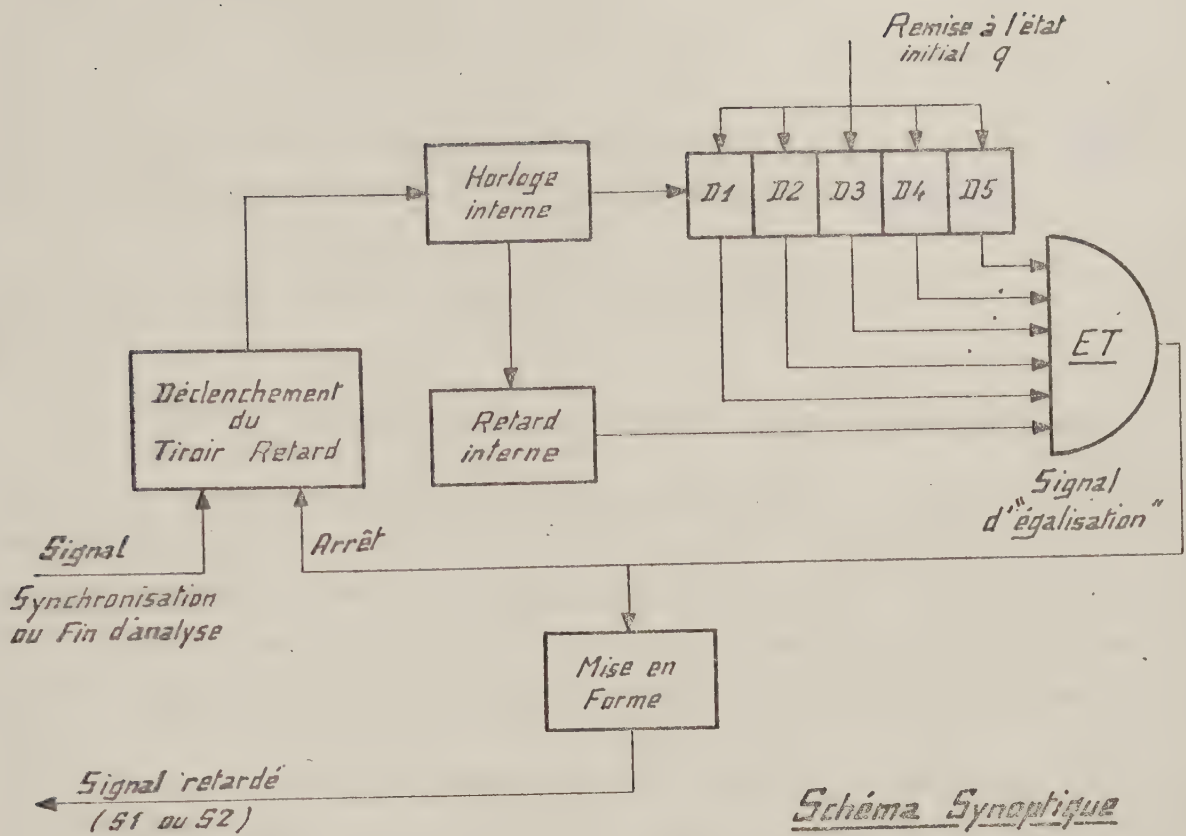


FIG II. 14

32, 64,..., il aurait été beaucoup plus économique au point de vue nombre de circuits et charges en sortie d'envisager un décodage en matrice.

Le schéma du tiroir retard est donné figure II.14.

II.2.3.2 - Impulsions d'ouverture des portes d'échantillonnage

Le système logique décrit précédemment fournit des impulsions de 800 mV, ayant des temps de montée de l'ordre de 2 ns ou plus. Il faut donc prévoir un système d'amplification-mise en forme, afin d'obtenir des impulsions de plusieurs volts, ayant des temps de montée de l'ordre de la nanoseconde, pour permettre la conduction de ponts de diodes (les seuls pouvant fournir les performances désirées).

Un essai de mise en forme par diode snap-off a été étudié et réalisé^[II.6]. Il s'est révélé coûteux, et il n'a donc pas été utilisé pour la réalisation finale.

• Transistor en régime d'avalanche

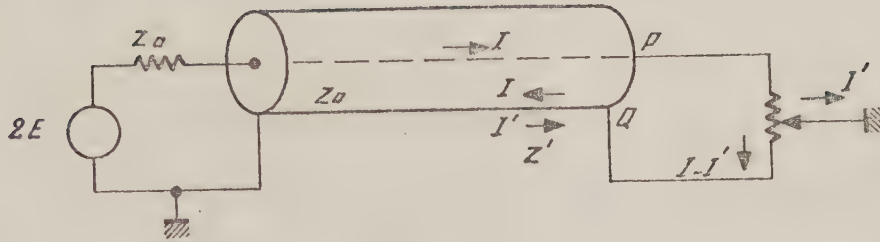
Dans le montage envisagé, la fréquence de récurrence est lente (au plus égale à 50 Hz), on peut donc envisager l'emploi de transistor avalanche^[II.7,8].

Ce montage présente les avantages suivants : le circuit est simple, il y a indépendance de la forme et de l'amplitude du signal de sortie vis à vis de celui d'entrée, les temps de transition sont très bons, et l'amplitude importante.

Nous avons obtenu avec le transistor 2N 2369 des temps de montée de 0,5 ns, et une amplitude de 6 V.

• Transformateur inverseur

Avec le transistor fonctionnant en régime d'avalanche, nous avons obtenu une seule impulsion. Or l'ouverture des portes à diodes nécessite la création simultanée de deux impulsions de polarité contraire. Il n'est pas possible d'envisager l'emploi de transistors complémentaires fonctionnant en avalanche, pour des raisons d'amplitude, de compatibilité de forme, et de simultanéité de déclenchement. Il faut donc employer un transformateur inverseur transmettant une très large bande de fréquence puisque, avec des temps de montée de 0,5 ns, les bandes



Transformateur à cable coaxial

FIG II.15

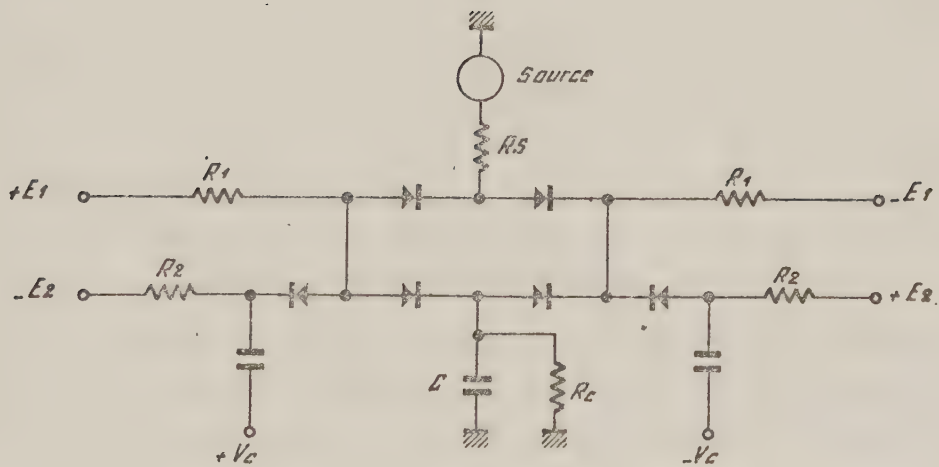


Schéma de principe de la porte à 6 diodes

FIG II.16

passantes sont de l'ordre de gigahertz. De nombreux auteurs ont été amenés à étudier un type de transformateur basé sur la théorie des lignes de transmission^[II.9].

Le transformateur à câble coaxial est représenté figure II.15. Suivant la position du curseur, on obtient soit une impulsion positive en P, soit une négative en Q, soit deux impulsions de polarité contraire en P et Q.

II.2.3.3 - Portes d'échantillonnage

II.2.3.3.1 - Choix du type de porte - Les portes d'échantillonnage doivent remplir les conditions suivantes :

- montage simple, aisément reproductible, nécessitant un minimum de réglages;
- bon isolement entre voie ;
- temps de transition inférieurs à la nanoseconde ;
- bonne linéarité ;
- bon isolement entre le signal et les diverses tensions de commande.

Pour ces deux derniers points, la rotation des échantillons peut remédier à ces défauts. Ces conditions éliminent l'emploi de portes à transistors. Un bon isolement entre voies sera réalisé a fortiori s'il n'y a pas de recouplement accidentel entre deux impulsions d'échantillonnage consécutives. Les échantillons auront une largeur de 5 ns, toutes les 10 ns. Des temps de transition inférieurs à la nanoseconde, ainsi qu'un bon isolement entre voies, ne peuvent être obtenus qu'en utilisant des portes à diodes. Une étude très complète a été effectuée^[II.10]. Le choix se réduit entre l'utilisation d'un pont à 4 diodes et d'un pont à 6 diodes. Toutefois, comme l'on désire un bon isolement entre le signal et les tensions de commande, qui peuvent ne pas être rigoureusement symétriques, on a choisi la porte à 6 diodes. Son schéma est donné figure II.16.

II.2.3.3.2 - Fonctionnement de la porte - Le fonctionnement de cette porte est le suivant. Lorsque la porte ne conduit pas, le pont de 4 diodes est bloqué par une tension v_i , établie par la maille $\pm E_1$, R_1 , diode, R_2 , $\bar{E}_2$ traversée par le courant

$$I_i = \frac{E_1 + E_2 - v_d}{R_1 + R_2} , \quad (1)$$

(v_d tension du coude de la diode) (Fig.II.17). Lorsqu'on applique une tension de commande V_c , celle-ci tend à bloquer la diode de la maille envisagée en faisant décroître son courant de I_i à I_d , valeur pour laquelle la tension aux bornes du pont de diodes passe de v_i (inverse) à v_d (direct). La porte devient conductrice et son courant I_d est tel que :

$$I_d = \frac{E_1 - v_d}{R_1} \quad (2)$$

Il n'est donc pas possible pour avoir un blocage efficace, d'obtenir $I_d = I_i$, et il faudra découpler les alimentations. La tension de blocage du pont v_i est

$$v_i = E_1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} [E_1 + E_2 - v_d] \quad (3)$$

Les impulsions V_c sont délivrées par câbles 50Ω adaptés, soit :

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50 \Omega = Z_o \quad (4)$$

La valeur minimale de la tension de commande, qui fait décroître le courant de la diode de la maille de I_i à I_d , est $V_{c_{\min}} = R_1 (I_i - I_d)$ (5)

soit
$$V_{c_{\min}} = R_1 \left[\frac{E_1 + E_2 - v_d}{R_1 + R_2} - \frac{E_1 - v_d}{R_1} \right]$$

Application numérique

Pour le pont de diodes IN 4457, nous avons choisi :

$$\begin{aligned} E_1 &= 15 \text{ V} & E_2 &= 5,2 \text{ V} \\ v_i &= -3 \text{ V} & v_d &= 0,7 \text{ V} \end{aligned}$$

De (3) et (4) :

$$\frac{E_1 + E_2 - v_d}{E_1 - v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{Z_o},$$

soit : $R_2 = 52 \Omega$ et $R_1 = 630 \Omega$.

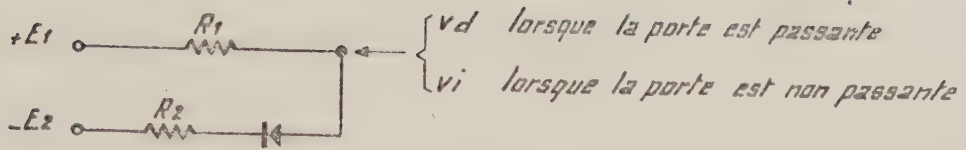
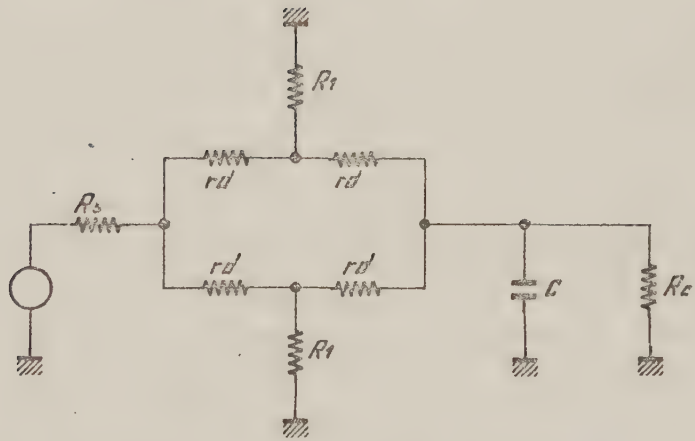


FIG II.17



Calcul de la constante de temps de charge

FIG II.18

D'après (1) et (2)

$$I_d = 23 \text{ mA} \quad I_c = 29 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{c_{\min}} = 3,7 \text{ V} .$$

Les valeurs adoptées sont : $R_1 = 560 \, \Omega$ $R_2 = 47 \, \Omega$;

$$\text{soit :} \quad I_d = 25,5 \text{ mA} \quad I_i = 32 \text{ mA} \quad P_{R_1} = 0,58 \text{ W} \quad P_{R_2} = 48 \text{ mW} \\ V_{c_{\min}} = 3,6 \text{ V} .$$

Pour déterminer la valeur maximale de signal à l'entrée du pont, nous supposerons que les diodes ont une résistance dynamique très faible. Le signal maximal produit un courant, qui bloque l'une des diodes du pont. Soit R_S , la résistance de source :

$$V_{S_{\max}} = R_S \times 2 I_d .$$

$$\text{Pour } I_d = 25 \text{ mA} \quad R_S = 50 \, \Omega \quad , \quad V_{S_{\max}} = 2,5 \text{ V} .$$

Toutefois, pour éviter des défauts de linéarités, il vaudra mieux se limiter à 2V . Un calcul plus précis sur la linéarité, tenant compte de la caractéristique de la diode a été effectué^[II.11].

La résistance de source a été choisie égale à 50 Ω . En effet, le signal à analyser est transmis de la sourceréelle, où il est créé, à l'échantillonneur par câble coaxial 50 Ω , qui devra être adapté. Il sera éventuellement nécessaire d'intercaler un amplificateur d'adaptation. Ce dernier devra avoir un très bon temps de montée , fournir un signal d'amplitude convenable pour la porte (avec atténuateur si nécessaire), avoir une impédance d'entrée et de sortie de 50 Ω .

Parmi les amplificateurs de ce type, citons le CAOZ 100 A (Férisol) et le AN 106 (EGG), qui ont tous deux un temps de montée de 2 ns.

Dans le montage envisagé, cette porte définit un échantillon qui est mis en mémoire capacitive. Il est intéressant de déterminer l'influence de la porte dans la constante de temps de charge. Dans ce calcul qu'illustre la figure II.18, les diodes sont supposées semblables en conduction directe, les diodes des mailles sont en inverse, et n'interviennent pas dans le calcul.

Un calcul un peu long, mais ne présentant pas de difficulté, fournit en posant $V = A/P$ (échelon unité d'amplitude A)

$$V(t) = \frac{AR_b}{R_a + R_b} \left[1 - e^{-\alpha t} \right] \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} R_b &= R_1/2 \\ R_a &= R_S + R_d/2 \\ R_C &= R_d/2 \end{aligned}$$

$$\alpha = C \left[R_C + \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} \right]$$

Il en résulte que la capacité C se chargera au plus à $(A R_b)/(R_a + R_b)$. Avec les valeurs adoptées, on a $R_a = 47 \Omega$, $R_b = 280 \Omega$, $R_C = 0$, $C = 10 \text{ pf}$

$$\text{d'où} \quad \frac{R_b}{R_a + R_b} = \frac{280}{280 + 47} = 0,855 \quad \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} = 40 \quad \text{et} \quad \alpha = 0,4 \text{ ns}$$

On est assuré que la charge se fera à $1^0/000$ de $\frac{AR_b}{R_a + R_b}$ soit à 85,5 % de A.

On voit ainsi que les variations de charges des capacités seront dues aux disparités entre les résistances alimentant le pont. Elle peuvent être compensées par la rotation.

Lorsque la porte est non passante, les diodes, sous une tension inverse de 3V, ont un courant de fuite d'environ 3nA, qui perturbe la charge de la capacité, et il crée une tension d'erreur qui vaut pour le 16ème échantillon dans le cas le plus défavorable.

$$V = \frac{Q}{C} = \frac{It}{C} = \frac{60 \mu s \cdot 3 \text{ nA}}{10 \text{ pf}} \quad \text{soit} \quad V = 18 \text{ mV}$$

d'où la limite inférieure en précision. Cette limite peut être abaissée en utilisant des polarisations inverses plus importantes, ou en réduisant le temps de lecture, ou en utilisant un amplificateur rapide avant l'échantillonneur.

Les diodes doivent posséder de bons temps de commutation et une très grande résistance inverse, laquelle a une influence directe sur la précision. C'est pourquoi nous avons choisi des diodes 1N 4457 à grande conductance, de préférence à des diodes HP 2301 à porteurs chauds, plus rapides que les précédentes, mais dont la résistance inverse était plus faible.

II.2.3.4 - Présentation des échantillons au codeur

Les divers échantillons mis en mémoire capacitive doivent être présentés successivement au codeur. Le dernier, ayant une impédance d'entrée assez basse ($5k\Omega$) et le signal acquis étant faible, le système de présentation devra également réaliser un bon isolement des différentes capacités entre elles et avec le codeur, et une amplification.

II.2.3.4.1 - Amplificateur de découplage et porte de lecture d'une voie . Les portes de lecture sont commandées par un registre à décalage fonctionnant à 250 KHz, elle peuvent avoir des temps de transition de quelques centaines de nanosecondes.

Dans ces conditions, l'emploi de portes à effet de champ est parfaitement justifié^[II.12].

La porte à effet de champ est représentée avec ses deux capacités parasites figure II.19. La résistance R_C sert de voie de décharge pour les capacités lors de la mise en conduction de porte. Les capacités parasites perturbent un peu le fonctionnement, car elles transmettent les fronts de commutation . A l'ouverture de la porte, il y a perturbation au niveau de la source et du drain. Lorsque la porte est non passante, le front de descente est transmis par C_{DG} , qui reprend sa charge d'équilibre par R_C . On en conclut qu'il est absolument nécessaire de prévoir un étage de découplage entre la capacité mémoire et la porte, et d'avoir une résistance de charge de valeur peu élevée. Comme $C_{DG} = 5\text{pf}$, une résistance de $5\text{ k}\Omega$ fournira une constante de temps de 25 ns , ce qui convient bien ici. La porte de lecture sera commandée à partir du registre de décalage 250 KHz , par l'intermédiaire du circuit translateur de niveau délivrant une impulsion négative $+5\text{V}$, 0V . Au niveau des portes de lecture, il importe que l'isolement soit bon. Si un échantillon est présenté au codeur, les 15 autres voies sont non passantes et sont des générateurs de courant de fuites de l'ordre de 1 nA . Elles induisent, dans la résistance de charge $5k\Omega$, une tension de $75\text{ }\mu\text{V}$, ce qui est tout à fait négligeable.

L'amplificateur de découplage est également un transistor à effet de champ monté en émetteur asservi. Il importe que son courant grille soit très faible (ou son impédance d'entrée très élevée) pour ne pas perturber la charge de

la capacité. Le 2N 4416 a un courant de fuite de 0,1 nA , ce qui fournit pour le 16ème échantillon une tension d'erreur

$$v = \frac{It}{C} = \frac{0,1 \text{ nA} \times 60 \text{ } \mu\text{s}}{10 \text{ pf}} = 0,6 \text{ mV} ,$$

ce qui est négligeable devant les fuites de la porte à diode.

Ce transistor est monté en source asservie, et la résistance de source est variable. Cela permet de choisir le point de fonctionnement en modifiant la droite de charge. Ce dernier point est choisi assez négatif (-400 mV lorsque le gate est au potentiel de la masse) de manière à ne jamais être en régime de courant gate, et il y a translation négative des échantillons, qu'il faudra compenser. Les impulsions sur le gate seront donc négatives, si l'on choisit un transistor à canal N .

Cette chaîne analogique ne pourra donc transmettre que des signaux d'une seule polarité (négative ici). Cette restriction est valable pour l'étude envisagée car les signaux à analyser seront délivrés par un photomultiplicateur. Si l'on désire analyser des signaux positifs et négatifs, le transistor de découplage devra être remplacé par un amplificateur différentiel

II.2.3.4.2 - Amplificateur commun à toutes les voies. L'échantillon est alors présenté à l'entrée d'un amplificateur commun à toutes les voies. Ce dernier doit fournir un gain, réaliser une adaptation d'impédance, permettre une bonne utilisation de la dynamique d'entrée du codeur.

L'amplificateur doit avoir un temps de montée (ou de descente) aussi faible que possible, car le codage commence une fois le niveau de sortie bien établi. Ce temps intervient dans la durée totale de traitement d'un échantillon.

Le schéma d'une voie d'échantillonnage est donnée figure II.20 .

II.3 - ENSEMBLE D'EXTRACTION - MEMORISATION

Le schéma synoptique de l'ensemble est donné figure II.21 . Il comprend un codeur analogique numérique, un additionneur-soustracteur, des registres de mémoire tampon, une mémoire numérique et différents organes de sortie permettant l'examen des résultats.

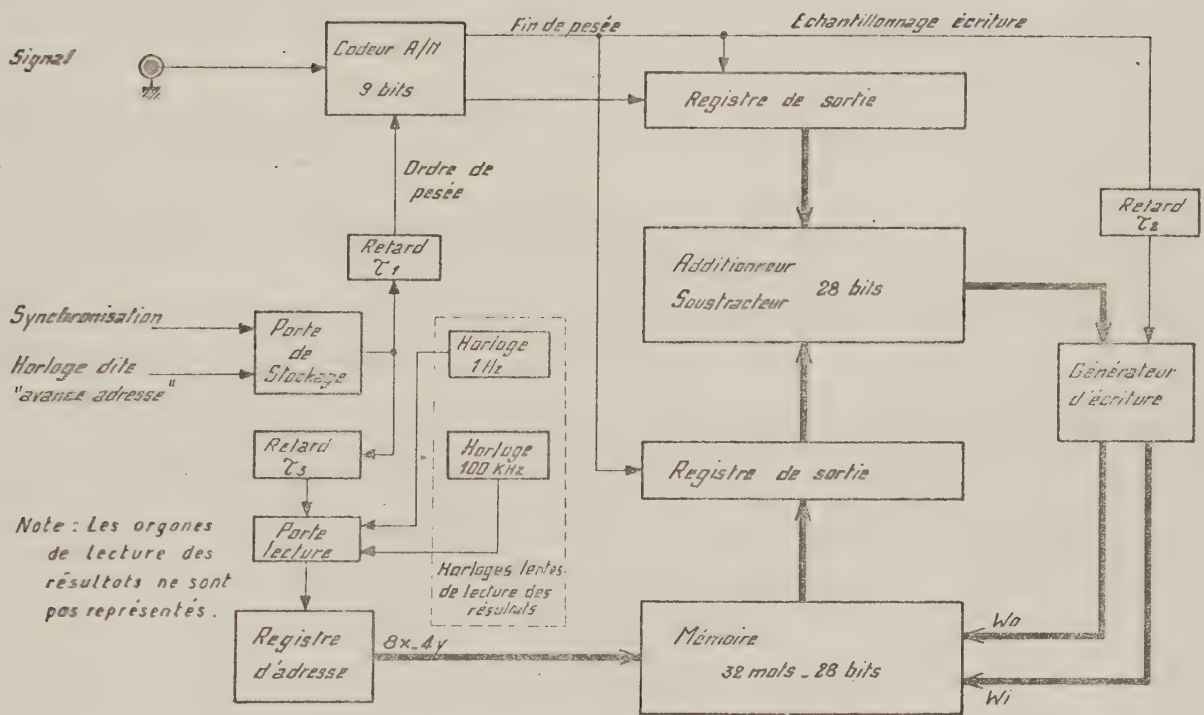


Schéma Synoptique de l'ensemble.
Mémorisation - Extraction

FIG II.21

Le fonctionnement général de cet ensemble est le suivant. L'impulsion de synchronisation permet une remise à l'état initial de l'ensemble (en particulier registre d'adresse). Les échantillons sont présentés au codeur qui commence la conversion à l'arrivée d'un signal d'horloge. A la fin de la pesée, le résultat est mis dans un registre de sortie tandis que le contenu du mot correspondant (provenant des sommations précédentes) est sortie de la mémoire, et mis en registre également à la fin de la pesée. Une fois l'addition effectuée, le résultat est inscrit à l'aide de générateurs d'écriture dans le mot mémoire après un retard convenable τ_2 . Les horloges 1Hz et 100KHz, mises en route manuellement, servent à l'exploitation des résultats sur enregistreur XY ou sur oscilloscope. Ce dernier peut également permettre la vision de l'évolution du phénomène durant l'analyse.

II.3.1 - Le codeur

II.3.1.1 - Performances requises

Le codeur est caractérisé par un temps de conversion, et son nombre de points de codage ou dynamique

- le temps de codage ne doit pas être trop long, afin d'éviter une décharge des mémoires capacitives, ce qui dégraderait la précision de la mesure ;
- la dynamique demandée au codeur est déterminée par trois facteurs :
 - la précision désiré sur le signal
 - sa gamme de variation d'amplitude
 - le rapport signal sur bruit initial.

Pour la déterminer, on peut faire le raisonnement approximatif suivant : supposons que la dynamique du signal soit p , $S_{\max} = p S_{\min}$ que l'on désire connaître le signal minimum $S_{\min}$ à $x\%$, et que l'écart type du bruit avant traitement soit tel que :

$$\sigma_B = n S_{\max}$$

Pour connaître $S_{\min}$ à $x\%$ près, il faut que le pas de quantification q soit.

$$q = \frac{x}{100} S_{\min} = \frac{x}{100} \frac{S_{\max}}{p}$$

On peut envisager que l'information maximale présentée au codeur est $A = \sigma_B + S_{\max} = (n+1)S_{\max}$; soit

$$S_{\max} = \frac{A}{n+1} \quad \text{et} \quad q = \frac{x}{100} \frac{A}{p(n+1)} .$$

Le nombre de points du codeur sera donc : $\frac{100p(n+1)}{x}$. De plus, en raison des décharges des capacités, il a été établi en II.2.1 qu'un nombre de points supérieur à 5000 était superflu pour l'appareillage envisagé (16 échantillons, traitement d'un échantillon toutes les 4 μ s, précision de 1%).

II.3.1.2 - Choix du codeur^[II.13]

Compte tenu des performances requises, nous avons choisi un codeur à pesées successives étudié et réalisé par le LETI (9 bits en 2 μ s)^[II.14].

II.3.2 - La mémoire

II.3.2.1 - Performances requises

La mémoire est caractérisée par :

- le nombre de mots
- le nombre de bits par mot
- le cycle d'écriture-lecture .

Le nombre de mots est égal au nombre de voies de l'échantillonneur.

Le nombre de bits par mot est déterminé par l'amélioration recherchée pour le rapport signal sur bruit, et le nombre de bits du codeur.

Soient b le nombre de bits du codeur, M celui d'un mot mémoire. La capacité d'un mot mémoire est $2^M - 1$. Le nombre minimum de sommations que l'on peut effectuer est :

$$N = \frac{2^M - 1}{2^b - 1} .$$

On peut donc avoir au minimum une amélioration $\sqrt{N}$.

- Cas $M = 28$, $b = 9$ $N = 525.314$ soit $\sqrt{N} = 724$.

Le cycle écriture-lecture de la mémoire doit être court, pour que le temps de maintien soit compatible avec une bonne précision.

II.3.2.2 - Choix de la mémoire

La mémoire doit posséder un nombre de mots faible, égal à celui des échantillons (16 ou 32), chaque mot ayant un nombre M important de bits.

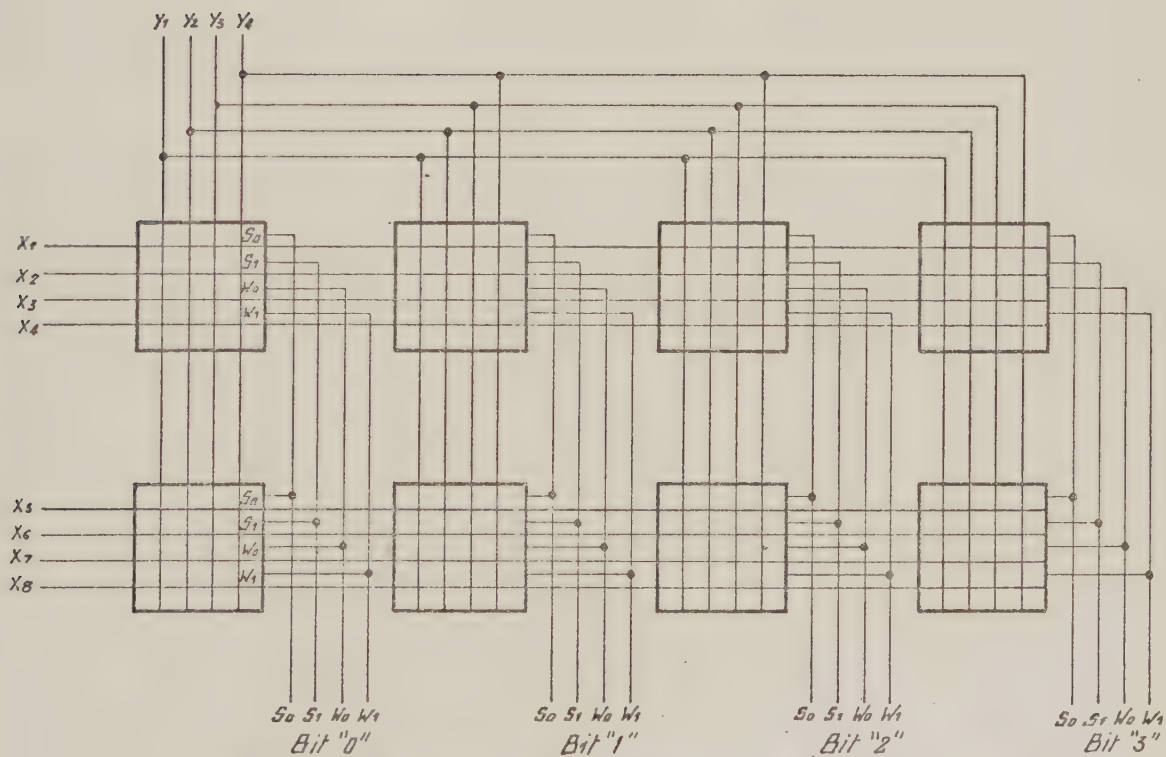
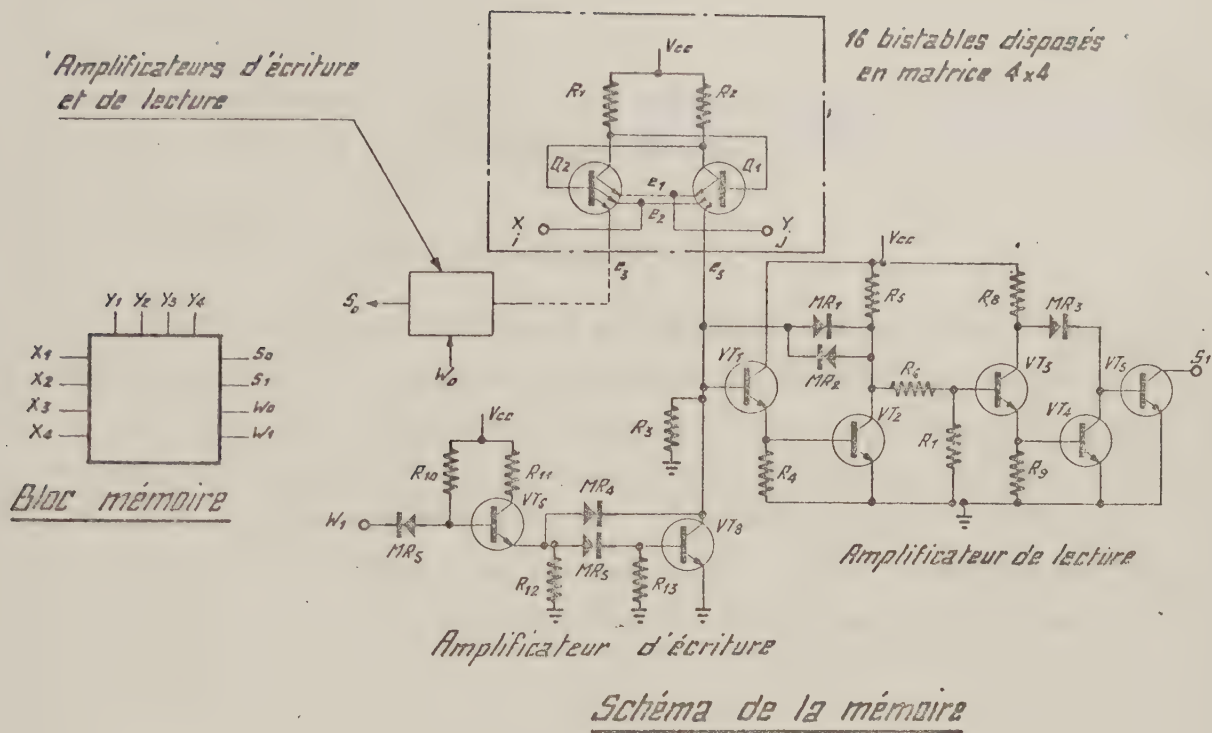
L'utilisation d'une mémoire à tores de ferrite se révèle onéreuse, et assez mal adaptée au problème. En effet, ces mémoires, commercialisées et d'un prix abordable ont un très grand nombre de mots (512, 1024 ou plus car elles sont destinées à être utilisées dans un ordinateur) ; chaque mot possède 8 à 10 bits au plus, et le cycle d'écriture-lecture est d'environ 2 à 6 μs pour des modèles n'atteignant pas des prix prohibitifs. Il était hors de question d'acheter un plan de tores de ferrite, et de refaire une étude de commande de mémoire. On s'est donc orienté vers les mémoires à circuits intégrés, à temps de cycle court (environ 100 ns), très souples de conception et d'emploi, et dont la mise en oeuvre devait être sans aléa.

Cette mémoire est constituée de circuits intégrés type TMC 3164 Transitron. Chaque circuit comporte 16 bascules bistables à transistor, formant l'élément mémoire, deux amplificateurs de lecture et deux amplificateurs d'écriture communs à ces 16 bascules (Fig. II.22). La mémoire est constituée de "modules" comprenant chacun 32 mots de 4 bits^[II.15] .

II.3.3 - Eléments annexes

II.3.3.1 - Bloc d'addition-soustraction

La sommation est effectuée à l'aide d'un additionneur semi-parallèle (avec propagation de la retenue), réalisé avec des circuits intégrés logiques T2L Texas SN 7483 N .



MEMOIRE A CIRCUITS INTEGRES

Lors de la soustraction, tous les bits du codeur doivent être complémentés. Cette opération est réalisée par des portes NAND.

II.3.3.2 - Organes de visualisation

L'examen des résultats peut se faire en numérique ou en analogique.

Une sortie numérique sur imprimante nécessite un transcodage binaire pur, binaire décimal (ou BCD). Des sorties analogiques sur table traçante X,Y ou sur oscilloscope nécessitent des décodages préalables des contenus du registre d'adresse et de la mémoire, lesquels sont réalisés à l'aide d'un réseau R/2R . Pour simplifier les circuits, les 28 bits de la mémoire ne sont pas tous décodés, mais seulement 9 d'entre eux, les bits les plus significatifs dont le choix se fait à l'aide d'un commutateur.

TROISIEME CHAPITRE

REALISATION D'UN ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE

L'échantillonneur dont les divers circuits constructifs ont été décrits dans le chapitre précédent, peut être décomposé en deux ensembles.

1 - Ensemble d'échantillonnage, effectuant sur le signal un traitement analogique permettant de le ralentir artificiellement. Il comporte des portes de commutations à circuits discrets, et une distribution d'ordre d'ouverture réalisée en circuits intégrés logiques très rapides.

2 - Ensemble de mémorisation - extraction codant les différents échantillons. La sommation et la mise en mémoire numérique sont réalisées en circuits intégrés logiques moins rapides que les précédents.

Les techniques de réalisation sont différentes pour ces deux ensembles ; la liaison entre eux ne présente pas de difficulté puisque la fréquence de fonctionnement est relativement basse à ce niveau-là. De plus, l'ensemble de mémorisation-extraction peut servir pour un échantillonnage monocanal ou pour un échantillonnage avec entrelacement.

Le premier ensemble a été réalisé personnellement à Saclay, et le deuxième en collaboration avec le LETI de Grenoble.

III.1 - REALISATION DE L'ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE

Cet ensemble peut se subdiviser en deux parties : le distributeur d'ordre d'échantillonnage, et les portes de commutation.

III.1.1 - Caractéristiques des composants

Les éléments constituant le distributeur d'ordre sont des circuits intégrés MOTOROLA MECL II, dont les divers types et caractéristiques sont indiqués dans le tableau suivant.

Type	Description	Temps de propagation ns	Temps de montée ns	Fan in	Fan out	Consommation sous -5,2 V
MC 1027P	Bascule JK.RS 120 MHz	4 à 6	4 à 6	2	15 à 25	53 mA
MC 1023P	Double porte OR-NOR 4 entrées	2	2 à 5	3	15 à 25	61 mA
MC 1013P	Bascule JK.RS 70 MHz	6 à 9	4 à 8	1	15 à 25	29 mA
MC 1004P	Double porte OR-NOR 4 entrées	4	7	1	15 à 25	26 mA
MC 1010P	Quadruple porte NOR 2 entrées	5	9	1	15 à 25	32 mA
MC 1018P	Translateur de niveau ECL → T ₂ L fonction OR ou NOR	40	8 à 25	2ECL	7DTL	11 mA (3 mA sous +5,2 V)
MC 1017P	Double translateur T ₂ L → ECL, fonction ET	25	7 à 10	6DTL	25ECL	24 mA (4 mA sous +5,2 V)

Les colonnes concernant le fan-in et le fan-out déterminent les possibilités d'assemblage des circuits. Un circuit intégré est caractérisé par la courant à l'entrée provoquant un changement d'état en sortie, et par le courant de sortie permettant d'alimenter un certain nombre d'entrées d'autres circuits branchés sur elle. A partir d'un courant unitaire I , on dit que le circuit possède un facteur de charge à l'entrée (ou fan-in) n si le courant d'entrée est nI et un facteur de charge à la sortie (ou fan-out) p , si le courant de sortie est pI . Pour avoir un bon fonctionnement, la somme des facteurs de charge d'entrée des circuits commandés en parallèle par une seule sortie doit être au plus égale au facteur de charge de cette dernière. Dans le cas d'un fonctionnement rapide, cette somme doit même être bien inférieure. Ainsi dans le tableau précédent, le fonctionnement rapide (100 MHz) ne sera assuré que pour des fan-out de 15 au maximum. Il est nécessaire de respecter cette règle dans l'établissement des schémas logiques, et cela a conduit à augmenter de quelques unités le nombre total de boîtiers. Ainsi un circuit MC 1023P ne peut alimenter seul 4 bascules MC 1027P en parallèle. On peut remédier à cet inconvénient en réunissant les sorties de 2 portes MC 1023P (à 100 MHz). Cela revient à diminuer artificiellement la résistance de sortie de deux transistors en parallèle. On peut aussi réaliser une répartition d'un signal sur plusieurs circuits en utilisant des portes logiques, qui servent de "circuit de puissance".

Cette famille MECL II est présentée soit sous forme dual-in-line (fonctionnement $0^{\circ} - 75^{\circ}$), boîtier à deux rangées de 7 connexions coudées enfichables, soit sous forme flat-pack céramique (-55° ; $+125^{\circ}$) à connexions droites. Le premier boîtier a été adopté, car c'était le seul disponible au moment des essais, et ces derniers ont révélé qu'il donnait toutes satisfactions au point de vue rapidité, le "flat-pack" étant bien meilleur théoriquement et pratiquement, mais de mise en oeuvre moins aisée, et plus cher. Les caractéristiques des composants discrets sont rassemblées dans le tableau suivant. (cf. p.77)

III.1.2 - Caractéristiques du support imprimé

Pour toutes les raisons énoncées au paragraphe II.2.2, il faut envisager l'emploi d'un circuit multicouche.

Un tel circuit est constitué par une série de circuits gravés puis repressés pour former un ensemble homogène. Les circuits peuvent être classés suivant la conception des liaisons avec les couches internes ; les connexions

référence	Type	Caractéristiques principales	Utilisation
1N4457	Diode S_i à grande conduction	Structure planar épitaxial $C = 1,5\text{pf}$ sous 1MHz, $V_R = 0V$ Courant inverse 2 à 3nA sous - 3V Temps de vie des porteurs 0,5ns A 25mA Résistance $\begin{cases} \text{directe} = 31\Omega \\ \text{dynamique} = 2\Omega \end{cases}$ Temps de commutation $\leq 1\text{ns}$ $P_{\text{max}} = 0,5W$ $I_{\text{max}} = 7,5A$ en 1μs	Diode pour porte d'échantillonnage
2N2369	Transistor NPN	Structure planar épitaxial $P_{\text{max}} = 360\text{mW}$ $f_{\alpha b} = 800\text{MHz}$ $I_{c\text{max}} = 0,5A$ $C_{\text{coll}} = 4\text{pf}$ Gain courant : 80 Temps de commutation 12ns Temps de stockage 18 ns BVCBO = 60V à 80V	Utilisation en transistor avalanche
2N4416	Transistor à effet de champ canal N	Courant perte gate = 100pA ($V_{GS} = -20V$, $V_{DS} = 0V$) Tension pincement -6V ($I_D = 1\text{nA}$, $V_{DS} = 15V$) $C_{DS} = 0,8\text{pf}$, $C_{GD} = 4\text{pf}$, $C_{SG} = 2\text{pf}$ (à 1MHz $V_{DS} = 15V$ $V_{GS} = 0$) $P_{\text{max}} = 450\text{mW}$	Amplificateur de découplage
2107BE	Porte à effet de champ avec transistor de commande incorporé	$V_{\text{max}} \text{ entrée} = \pm 5V$ $R_{\text{saturation SD}} = 100 \text{ à } 140 \Omega$ $t_{\text{on}} = t_{\text{off}} = 350 \text{ à } 700\text{ns}$ Courant fuite drain ou source : 0,2 à 1nA	Porte de lecture
148C	Amplificateur opérationnel	$G = 3.10^4$ $V_S = \pm 10V$ $I_S = 20\text{mA max.}$ Entrée différentielle $10''\Omega$ 3,5pf $t_{\text{commutation}} \leq 0,7 \text{ à } 1\mu s$ $V_{\text{alim}} \pm 15V$ $I_{al} = 7\text{mA}$	Amplificateur commun

avec les couches internes sont réalisées soit en trous métallisés, soit à l'aide de trous d'accès dans les couches supérieures. Chaque procédé a ses avantages et inconvénients particuliers^[III.1]. Le choix s'est porté pour ce tiroir sur le circuit à trous métallisés, parce que, en dépit d'un prix élevé, et d'une fabrication délicate, donc plus lente, il est possible d'obtenir un nombre important de couches ayant toutes la même surface utile, des liaisons faciles entre couches, et un cablage final aisé.

L'implantation a été réalisée en réduisant dans la mesure du possible les distances entre éléments, en disposant certaines liaisons de couches voisines à angle droit, pour éviter la diaphonie (en particulier celle concernant les transistors avalanches). Les largeurs des connexions tiennent compte des intensités transmises.

Dans le cas d'une liaison entre deux circuits intégrés MECL, l'impédance de sortie est d'une centaine d'ohms, et celle d'entrée de quelques kilohms ; il en résulte que les lignes de transmission, qui constituent les liaisons, sont pratiquement ouvertes en sortie. L'impédance d'entrée d'un circuit pouvant être ramenée à une grande résistance en parallèle sur une capacité, l'effet de réflexion est alors sensible. Pour les circuits envisagés, avec une largeur de connexion $W = 1,27 \text{ mm}$, l'impédance caractéristique vaut (cf. II.2.2.2) :

40 Ω	pour	$h = 0,5 \text{ mm}$	
75 Ω	pour	$h = 1 \text{ mm}$	
90 Ω	pour	$h = 1,4 \text{ mm}$	;

(h épaisseur du diélectrique verre epoxy).

De telles impédances modifient de manière sensible les points de polarisation des transistors de sortie, lorsque les lignes sont longues. Toutefois, dans le cas d'un circuit linéaire MECL, il est possible de régénérer artificiellement en sortie une polarisation correspondant à l'un des niveaux logiques. Ainsi, dans le montage d'une porte NOR en horloge déclenchée, le retard de 5 ns est créé par une ligne coaxiale 50Ω de longueur 1 mètre, un niveau "0" de -1,55V est restitué au moyen de deux résistances, qui réalisent également l'adaptation en sortie du câble.

Lorsqu'un signal alimente plusieurs circuits en même temps - cas de l'horloge des registres à décalage ou des compteurs synchrones - il faut éviter la moindre différence entre les temps de propagation, qui serait préjudiciable au bon fonctionnement. Pour fixer les idées, prenons un registre à décalage formé de 16 bascules. Si elles sont disposées sur une même ligne droite, les entrées horloge des deux bascules extrêmes sont séparées de 23 cm au moins ; cela correspond à un retard de 1,6 ns. Il est préférable d'envisager une distribution égale de l'horloge, soit une configuration semblable à un arbre généalogique pour un registre à décalage non bouclé sur lui-même et disposé en ligne, ou pour un compteur synchrone ; soit une configuration radiale, le registre à décalage bouclé sur lui-même étant disposé le long d'un cercle, et les signaux d'horloge se propageant le long des rayons. Cette dernière disposition a été retenue pour l'implantation.

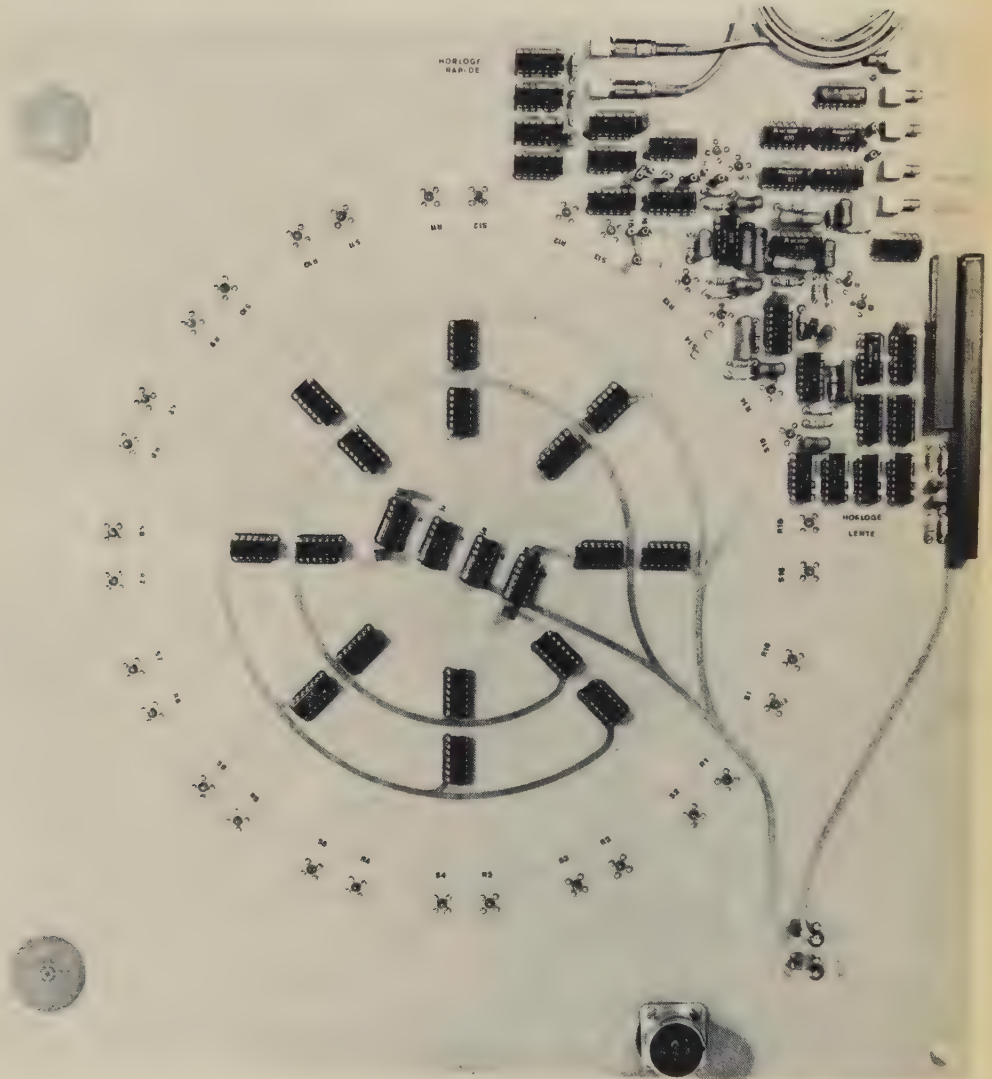
En raison du nombre de composants, le distributeur d'ordre est réparti sur deux plaques, et les portes de commutation sur une troisième. Les liaisons entre plaques se font par câbles coaxiaux miniatures adaptés ou non suivant les cas.

L'implantation définitive a été réalisée à l'aide des résultats obtenus lors de la fabrication d'un modèle réduit d'échantillonneur à 4 voies. Cela a permis de vérifier la logique et le comportement d'un circuit multicouche.

III.1.3 - Description des plaques

Leurs dimensions sont 400 × 400 mm

Plaque P1



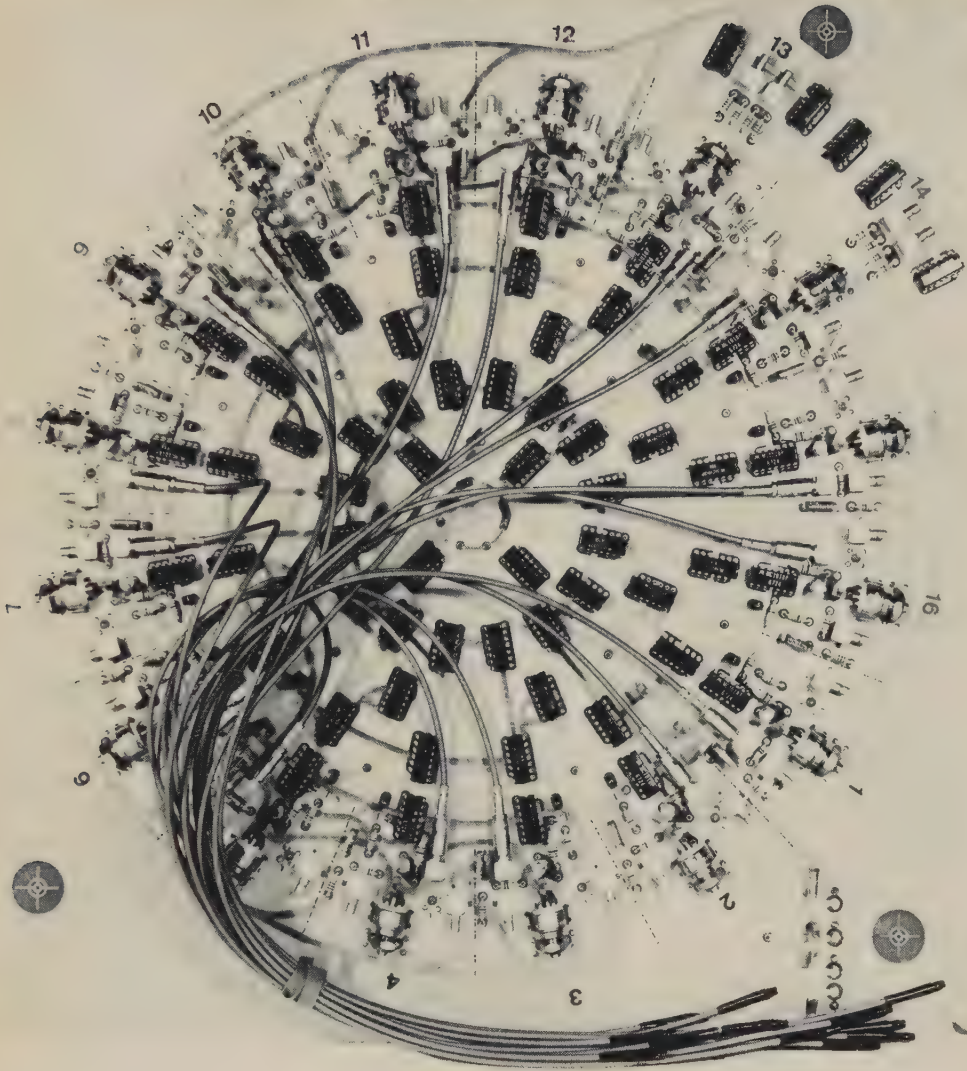
Cette plaque comporte l'ensemble de mise à l'état initial dont les sorties (R,S) sont disposées sur un cercle et les deux systèmes de commande des registres rapide et lent dans l'un des coins de la plaque.

Cette plaque possède 4 couches et environ 1000 trous métallisés.

Les composants comprennent :

- 47 boîtiers dual-in-line
- 43 prises coaxiales
- 26 capacités
- 28 résistances.

Plaque P2



Cette plaque comporte :

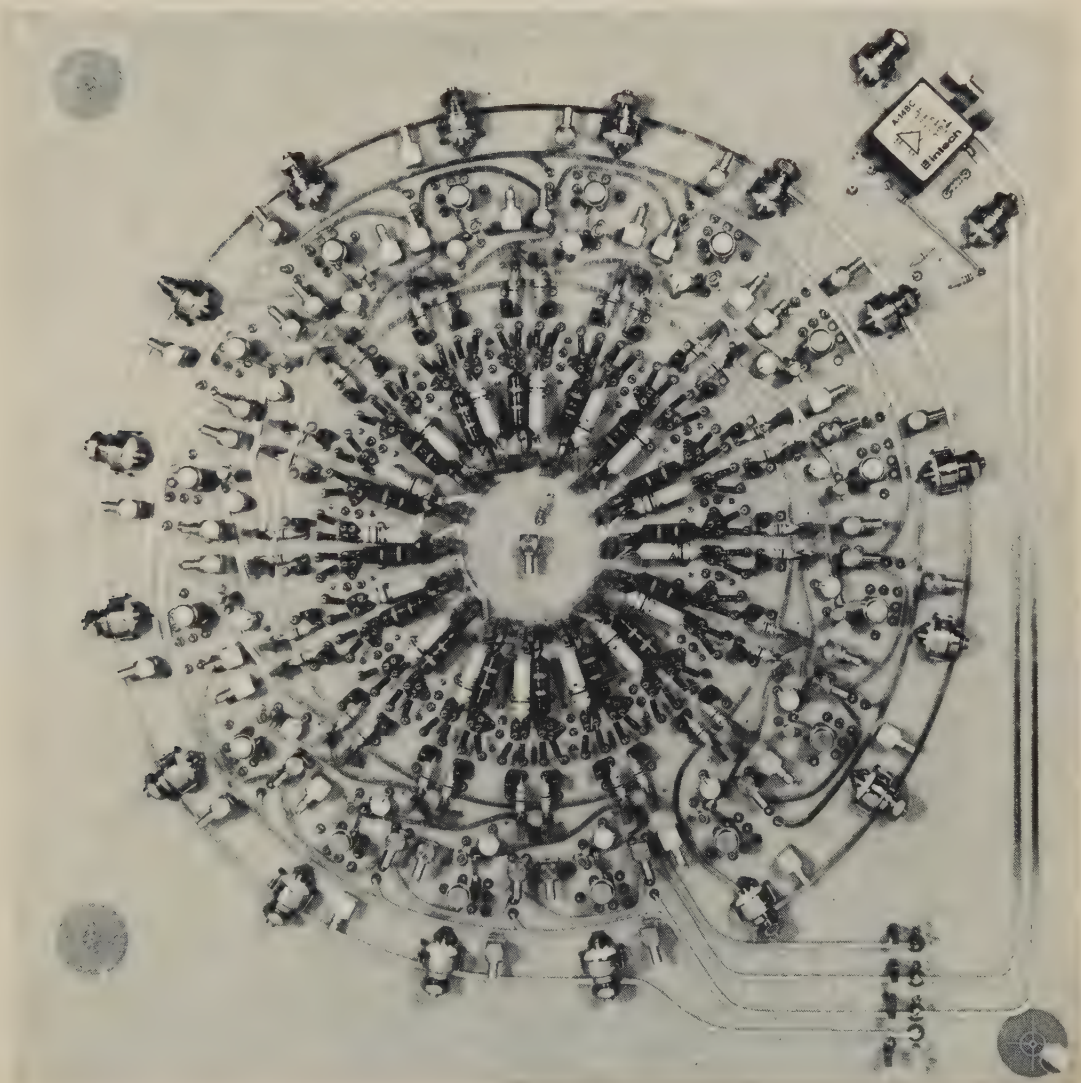
- le registre à décalage rapide disposé sur le cercle intérieur
- le registre à décalage lent disposé sur le cercle intermédiaire
- les circuits de transistors avalanche disposés sur le cercle extérieur.

Cette plaque possède 5 couches et environ 2000 trous métallisés. Les composants comprennent :

- 65 boîtiers dual-in-line
- 100 prises coaxiales
- 16 transistors 2N2369
- 16 potentiomètres (réglage précis de l'instant d'avalanche)

- 56 capacités
- 72 résistances.

Les signaux de mise à l'état initial sont transmis de P1 à P2 par câbles courts (10 cm) non adaptés. Les impulsions de commande des registres et des portes logiques sont transmises par câble adapté de P1 à P2, et régénérées par des portes au niveau de P2.

Plaque P3

Cette plaque comporte :

- les portes d'échantillonnage à diode
- les capacités et les amplificateurs de découplage
- les portes de lecture
- l'amplificateur commun situé dans un coin de la plaque. Cette plaque possède 3 couches, et environ 1400 trous métallisés. Les composants comprennent :
 - 96 diodes
 - 32 transistors
 - 18 potentiomètres
 - 134 capacités
 - 160 résistances environ
 - 1 amplificateur opérationnel.

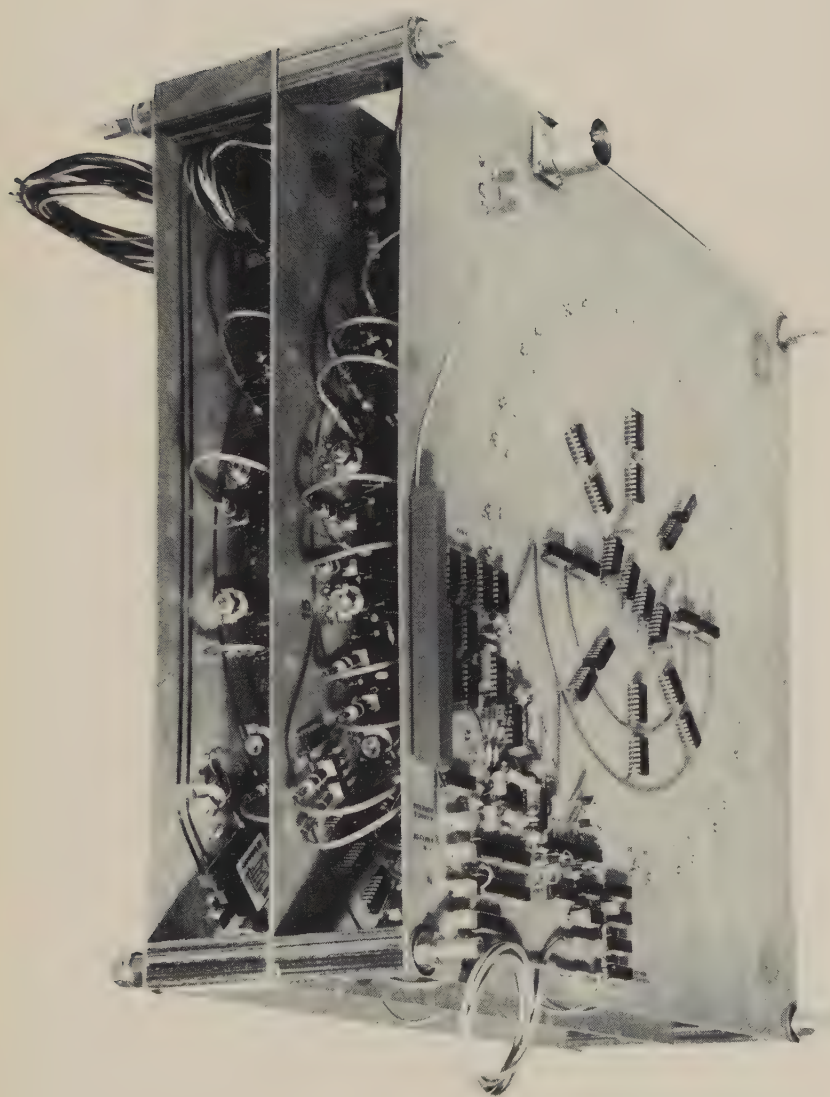
Les signaux d'ouverture de porte d'échantillonnage sont transmis de P2 à P3 par des câbles coaxiaux adaptés, de longueur 1 mètre. Les signaux d'ouverture des portes de lecture sont transmis par des câbles coaxiaux non adaptés, de longueur 10 cm.

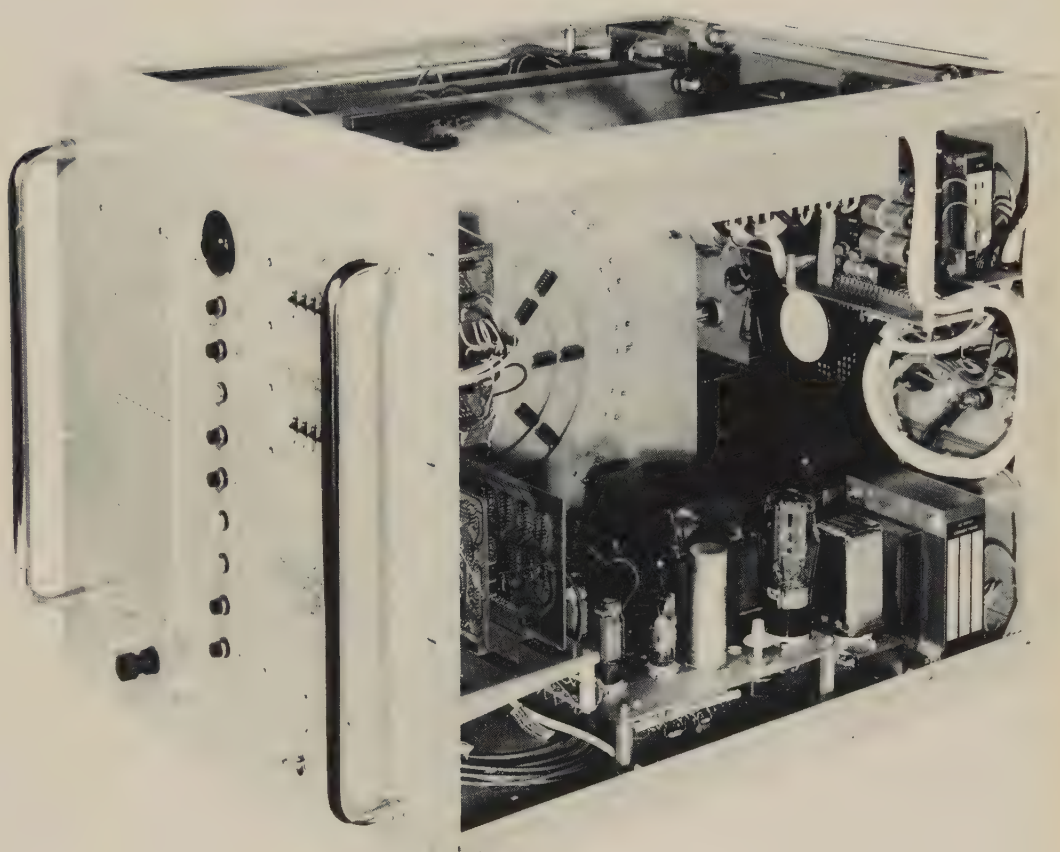
Ces trois plaques sont maintenues solidaires entre elles par des entretoises. Elles sont disposées verticalement dans un tiroir LOU3 ventilé qui comprend, outre les diverses alimentations nécessaires, deux "tiroirs retard" et un petit ensemble permettant le traitement des bits de sortie du codeur, dans le cas d'une soustraction du niveau de référence. Les caractéristiques des circuits T₂L seront données dans le paragraphe suivant.

III.2 - REALISATION DE L'ENSEMBLE D'EXTRACTION-MEMORISATION

Cet ensemble a été réalisé avec la collaboration du LETI et il a fait l'objet d'une note technique^[III.2].

Cet ensemble comprend une mémoire numérique réalisée en circuits T₂L. Elle est conçue sous forme modulaire : chaque module est une plaque 32 mots - 4 bits comportant 8 boîtiers "mémoire" et les portes de puissance nécessaires à la commande des circuits (cf. II.3.2.2). Chaque plaque est un circuit multicouche, dont la technique de fabrication est différente de celle décrite précédemment. Plan de masse et circuit d'alimentation d'une part, double circuit de connexions





d'autre part constituent les faces de deux circuits imprimés, l'un assez épais (1,5 mm) pour assurer la rigidité de la carte, l'autre très mince (150 μ), où les liaisons d'une face à l'autre sont en trous métallisés. Ces deux circuits sont séparés par un isolant ; les liaisons d'un circuit à l'autre sont faites en trous dégagés dans le circuit mince ou par liaison soudée des deux côtés. Cette technique de réalisation est donc hybride.

Le registre d'adresse, l'additionneur-soustracteur et les différentes autres commandes logiques sont réalisés en circuits T₂L, dont les caractéristiques sont données par le tableau de la page suivante.

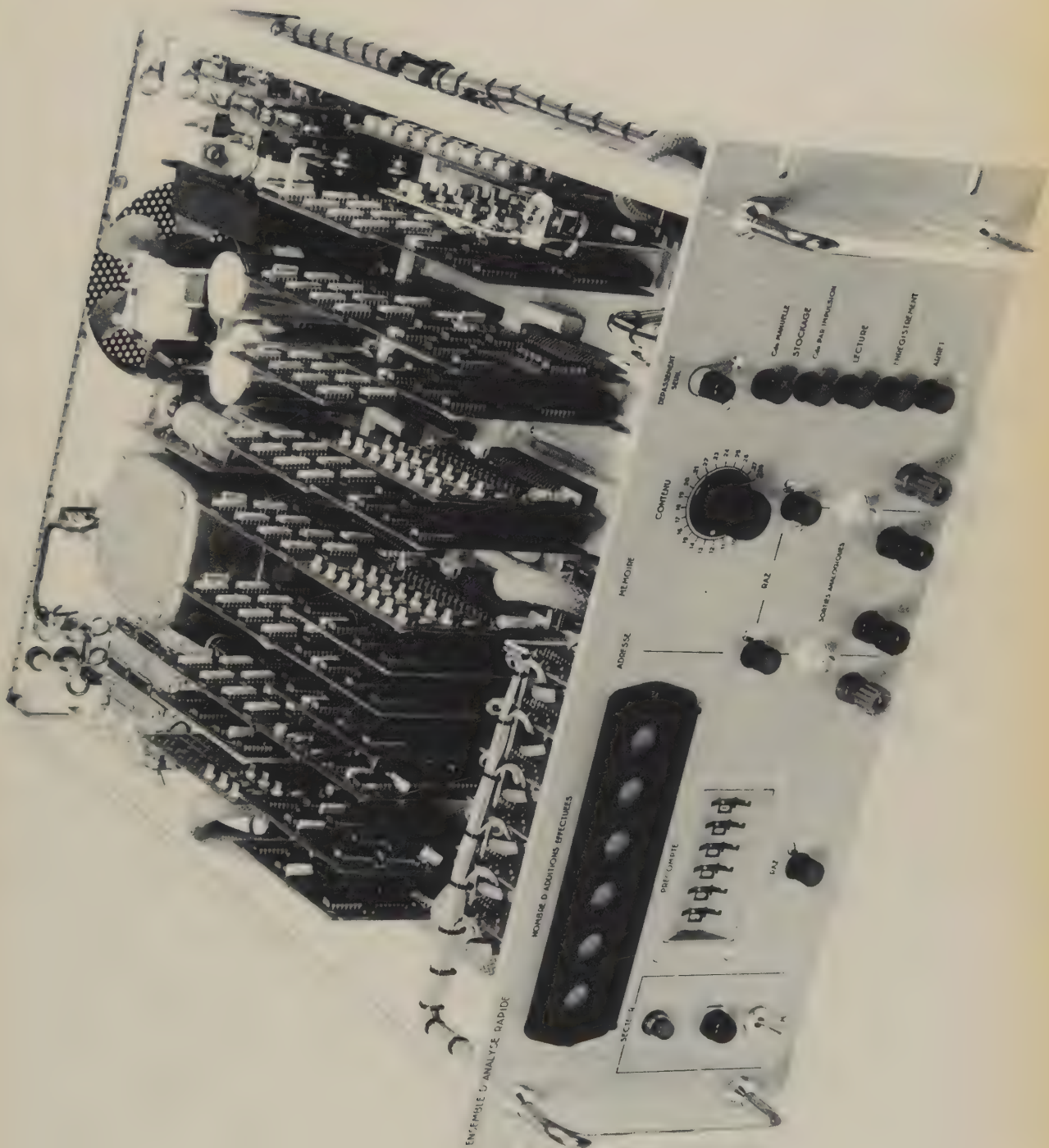
Le codeur est constitué par des circuits ECL (pour la rapidité), et le réseau R - 2R est formé de résistances diffusées. Décodeurs et translateurs de niveau sont constitués par des composants discrets.

Vu les vitesses de fonctionnement, l'implantation est plus simple pour cet ensemble, car les retards dus à la propagation sont trop faibles pour introduire une perturbation quelconque dans le comportement des circuits.

Les cartes sont montées verticalement sur un plan d'interconnexion, circuit multicouche (420 mm x 250 mm) à trou dégagé. L'ensemble avec ses alimentations est contenu dans un tiroir 4U3 .

Conçu à l'origine pour une mémoire à 32 mots (extension possible à 64), ce tiroir s'adapte aisément à 4 et 16 mots par simple modification du registre d'adresse.

Portes	Référence	Description	Temps (ns) d'établiss. du niveau		Fan in	Fan out	Consommation sous +5V au niveau 1 au niveau 0 en mA
			"0"	"1"			
	SN7400N	4 × Nand à 2 entrées	8 à 15	18 à 30	1	10	4 12
	SN7401N	Identique au 00 mais sans résistance en sortie	"	"	"	"	4 12
	SN7410N	3 × Nand à 3 entrées	"	"	"	"	3 9
	SN7420N	2 × Nand à 4 entrées	"	"	"	"	2 6
	SN7430N	1 × Nand à 8 entrées	"	"	"	"	1 3
	SN7440N	2 × Nand à 4 entrées porte de puissance	"	"	1	30	4 17
	SN74HOON	4 × Nand à 2 entrées	5	7	1,25	12,5	10 24
Bascules	Référence	Description	Temps de pro- pagation moyen en ns		Fan in	Fan out	Consommation en mA
	SN7474N	2 bascules type D avec preset-Clear F = 25MHz	30		1 à 3	10	17
	SN7475N	4 bascules type D F = 15MHz	N.D.		2 à 4	10	32
	SN7476N	2 bascules maitre-esclave JK avec preset-clear F = 15MHz	35		1 à 2	10	16
	SN7490N	Diviseur par $\frac{2}{5}$ ou 10 F = 18MHz	60 environ		ou $\frac{1,2}{4}$	10	32
Montages spéciaux	SN7441N	Décodeur BCD → Décimal pour commande d'indicateurs lumineux	N.D.		1 à 2	10 à 30	21
	SN7483N	Additionneur 4 bits	50 environ		1 à 5	10	78



ENSEMBLE D'ANALYSE RADIO

MONITEUR D'ADDITIONS EFFECTUEES

DECHIFFRE

PREL. CHIFFRE

0.2

ADRESSE

MEMOIRE

CONTINU

0.2

SORTIES ANALOGIQUES

Cable MANIPULE

STOCKAGE

Cable PAS TRANSMISSION

LECTURE

INREGISTRATION

ALIM. 1

QUATRIEME CHAPITRE

ETUDE EXPERIMENTALE DE L'ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE

IV.1 - ENSEMBLE D'ECHANTILLONNAGE

Comme nous l'avons indiqué au chapitre III, cet ensemble a été réalisé à 4 voies, puis à 16 voies. Les résultats obtenus sont identiques pour les deux ensembles.

IV.1.1 - Mise en route

Suivant le schéma synoptique (Fig.II.5), les plaques sont étudiées et mises en fonctionnement dans l'ordre P1, P2, P3 .

Réglages

- Plaque P1 - L'intervalle d'échantillonnage est fixé par une longueur de câble. Suivant sa valeur, le nombre d'impulsions de l'horloge rapide est déterminé par les "liaisons" 15ème ou 16ème et P.R. ou R.R. (cf. Fig.II.9), ce qui permet par décodage "anticipé" de compenser les temps de propagation dans les boitiers. Ce réglage devra être effectué à chaque modification du pas d'échantillonnage. Les réglages qui sont détaillés dans la suite en sont indépendants.

- Plaque P2 - Les potentiomètres disposés en cercle permettent de régler l'instant de déclenchement des transistors fonctionnant en régime d'avalanche (par modification de la tension base) et de compenser d'éventuelles disparités.

- Plaque P3 - Pour chaque voie, réglée séparément, les autres ne fonctionnant pas, le niveau "zéro" est ajusté par un potentiomètre 1 k Ω , et

l'impédance d'émetteur du transistor 2N4416 par un potentiomètre 10 k Ω , de manière qu'un potentiel nul sur le gate corresponde à un niveau négatif de - 0,4 V sur la source (cf. II.2.3.4.1). La finesse de ces réglages influe sur la disparité des canaux.

Un dernier potentiomètre permet l'ajustage du niveau de compensation à l'entrée négative de l'amplificateur différentiel.

Signaux obtenus

Ils font l'objet des planches suivantes. On se reportera utilement aux diagrammes des signaux figures II.12 et II.13.

Planche 1 - Signaux issus de l'ensemble de mise à l'état initial des deux registres à décalage.

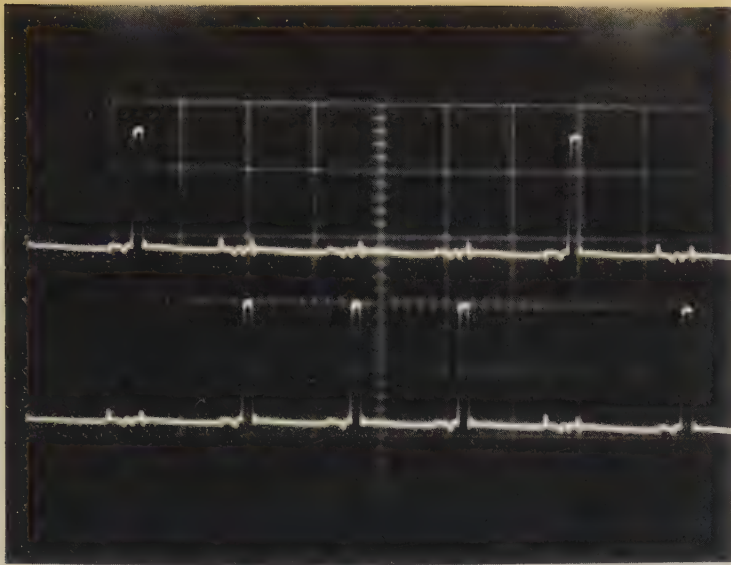
A chaque impulsion de synchronisation, un étage différent des registres à décalage est mis à "1" et tous les autres à "0". Cela est réalisé en envoyant, durant un court instant (environ 50 ns), une impulsion sur S si l'étage, à cette période, doit être à 1, et une impulsion sur R s'il est à 0. Ainsi un étage est mis une fois à 1, puis 3 fois (ou 15 fois) à 0. La dernière photographie met en évidence le phénomène de rotation sur les 4 entrées S d'un échantillonneur à 4 voies. Sur ces photographies, la fréquence de récurrence est bien supérieure à celle d'un fonctionnement normal, pour rendre le phénomène visible.

Planche 2 - Signaux de l'horloge rapide.

Le nombre d'impulsions, dont la période est réglable par câble, est déterminé par le décodage des sorties d'un décompte synchronisé, la 15ème ou la 16ème impulsion suivant les cas (réglage plaque P1).

Planche 3 - Signaux issus du registre à décalage lent.

Les deux registres fournissent la même forme de signaux (à l'échelle des temps près), comme l'illustre la figure II.13. La dernière photographie met en évidence l'influence de la rotation sur l'instant de lecture des échantillons présentés au codeur (six périodes successives sont examinées).

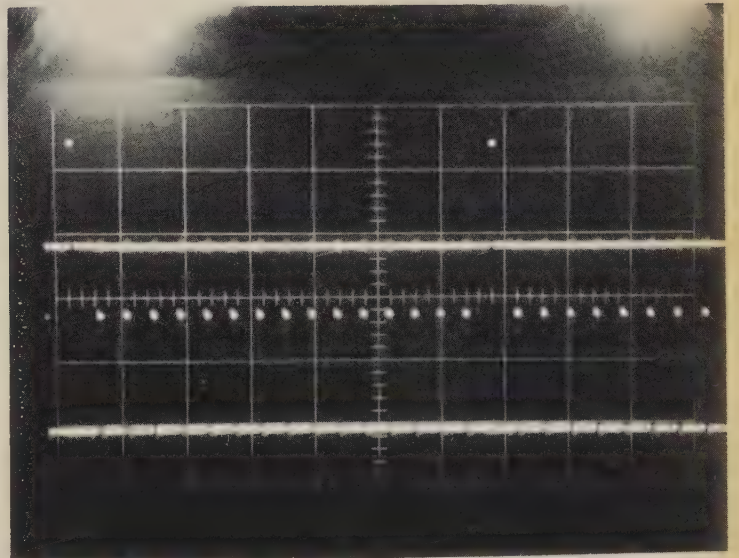


Trace supérieure - entrée S

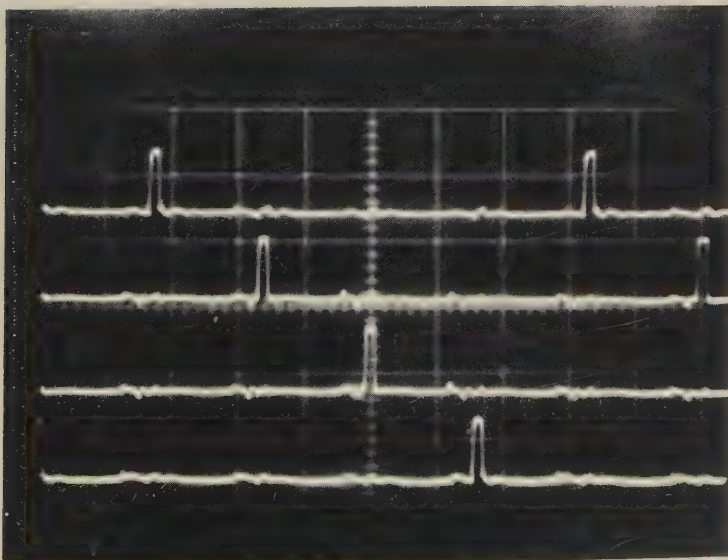
Trace inférieure - entrée R

← Echantillonneur 4 voies.

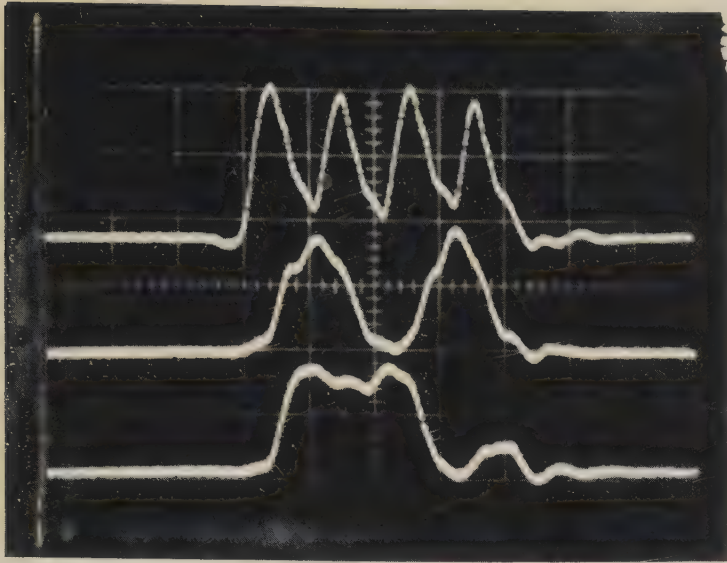
Echantillonneur 16 voies



Largeur des impulsions ≈ 50 ns

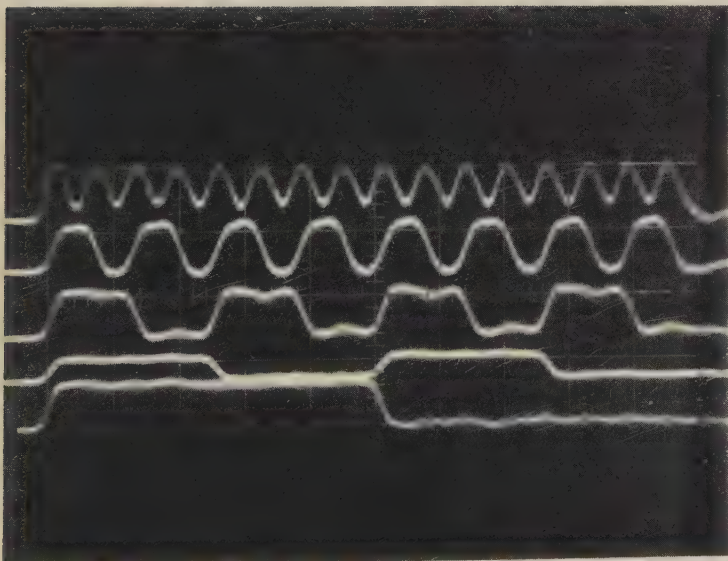


← Entrées S des 4 étages
des registres de l'échan-
tillonneur 4 voies.



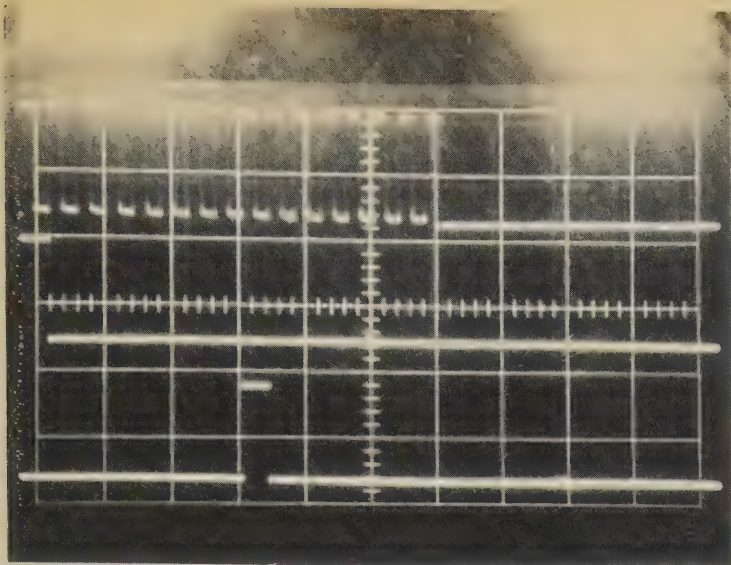
Echantillonneur 4 voies
100 MHz

Impulsions d'horloge
Sorties des 2 étages du
décompteur synchrone
10 ns/c



Echantillonneur 16 voies
50 MHz

Impulsions d'horloge
Sortie des 4 étages du
décompteur synchrone
40 ns/c



Echantillonneur 16 voies

$10\mu s$



500 mV/c

Impulsions d'horloge du
registre à décalage

Sortie du 2^{ème} étage

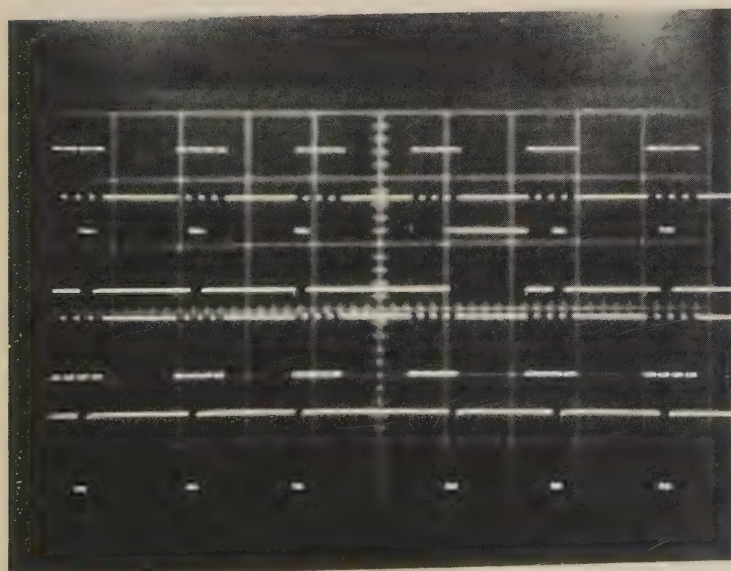
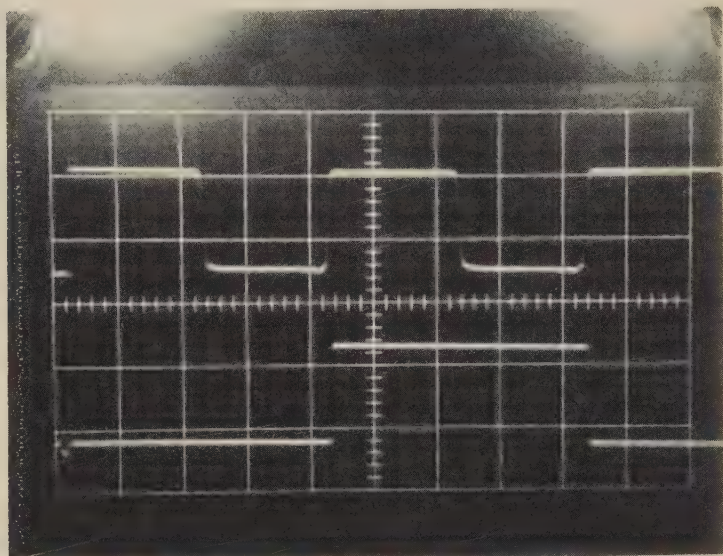
Sortie du 10^{ème} étage

Détail $1\mu s \rightarrow$

500 mV/c

Impulsions d'horloge

Sortie d'un étage



← Echantillonneur 4 voies

$20\mu s / c$

Impulsions d'horloge

Sortie d'un étage du

registre

Impulsions de découpage

Impulsions de commande

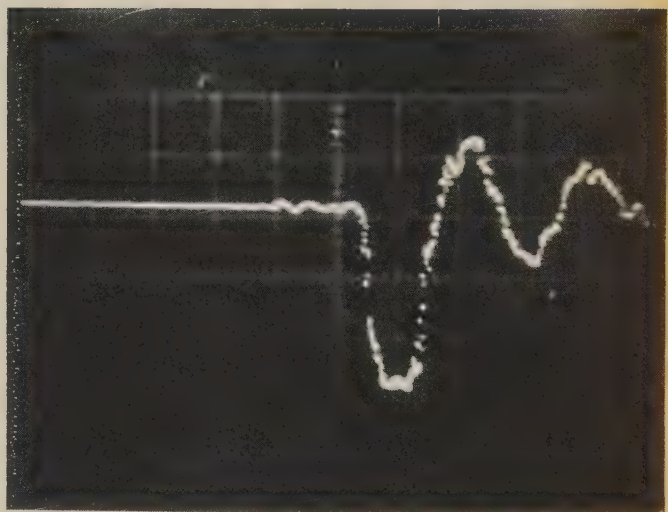
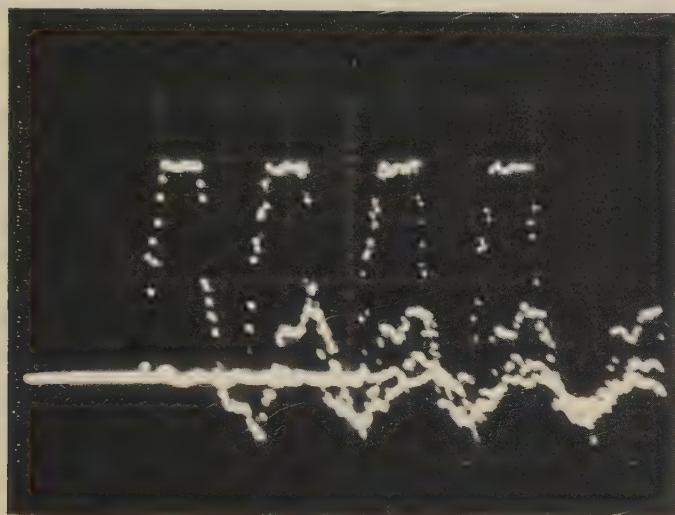
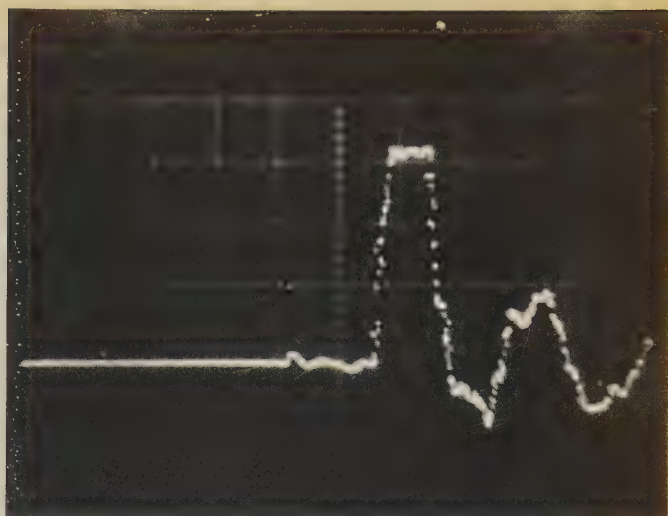
des portes de lecture 4 V/c

1V/c

5 ns / c

2 V / c

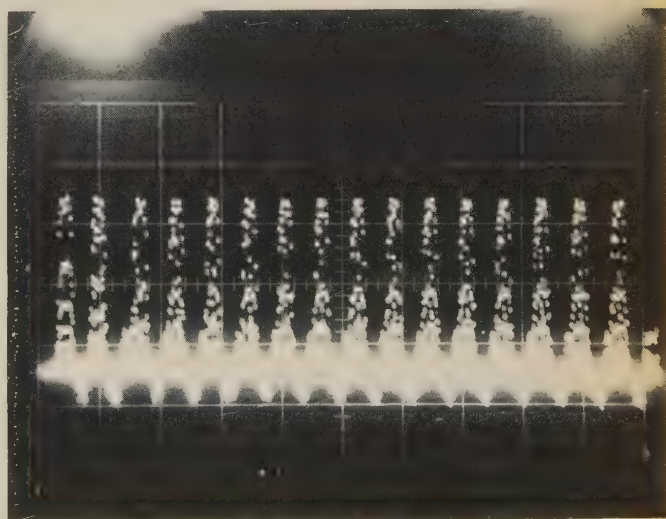
Impulsions issues du transfor-
mateur inverseur

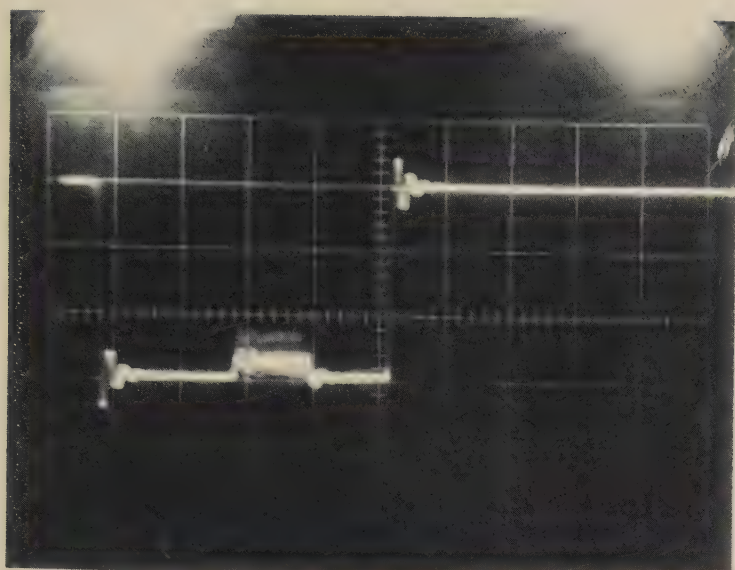


↑ Echantillonneur 4 voies

Impulsions d'ouverture

Echantillonneur 16 voies →





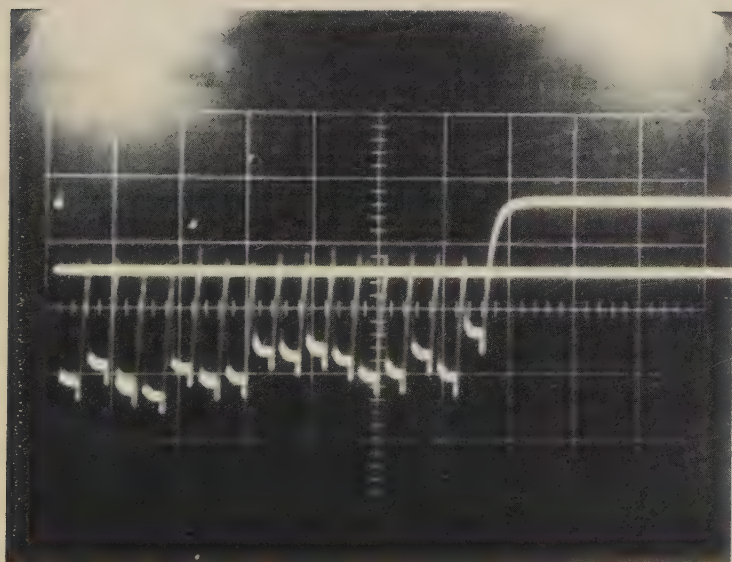
Signal d'entrée

2 v

200 ns / c

(Echantillonnage à 80 MHz)

La prise d'échantillon
s'effectue durant 200 ns



Signal de sortie présenté
au codeur .

(Le trait indique le niveau
de la masse)

10 μ s / c

5 v / c

Planche 4 - Signaux d'ouverture des portes à diodes pour les deux types d'échantillonneurs.

Les impulsions issues du transformateur à câble coaxial présentent quelques rebondissements.

Les deux autres photographies ont été obtenues de la manière suivante. L'oscilloscope est déclenché toujours au même instant de la période analysée. La position de l'impulsion d'ouverture varie suivant la période examinée (phénomène de la rotation). D'où la superposition apparente. On observe un recouplement des rebondissements des impulsions d'ouverture (cet effet est d'autant plus important que la fréquence d'échantillonnage est plus élevée ; il y a interaction entre voies).

Planche 5 - Signaux d'entrée et de sortie de l'échantillonneur.

La 1ère photographie montre les parasites créés par l'échantillonneur au niveau du signal d'entrée. La 2ème montre le contenu de chaque canal avant présentation au codeur, le signal d'entrée étant un niveau constant de -2 V . Les disparités entre voies sont importantes, d'où l'intérêt de la rotation.

IV.1.2 - Mesures de linéarité

Ces mesures concernent les portes à diode de la plaque P3, et elles ont été effectuées sur l'échantillonneur à 4 voies.

Ces mesures, illustrées par les figures IV.1 et IV.2, ont été réalisées par observation à l'oscilloscope d'une période d'échantillonnage bien déterminée (synchronisation sur une entrée S), chaque voie fonctionnant seule, puis en présence des trois autres. On observe un phénomène d'interaction entre voies, explicable par le recouplement des rebondissements des impulsions d'ouverture mis en évidence planche 4.

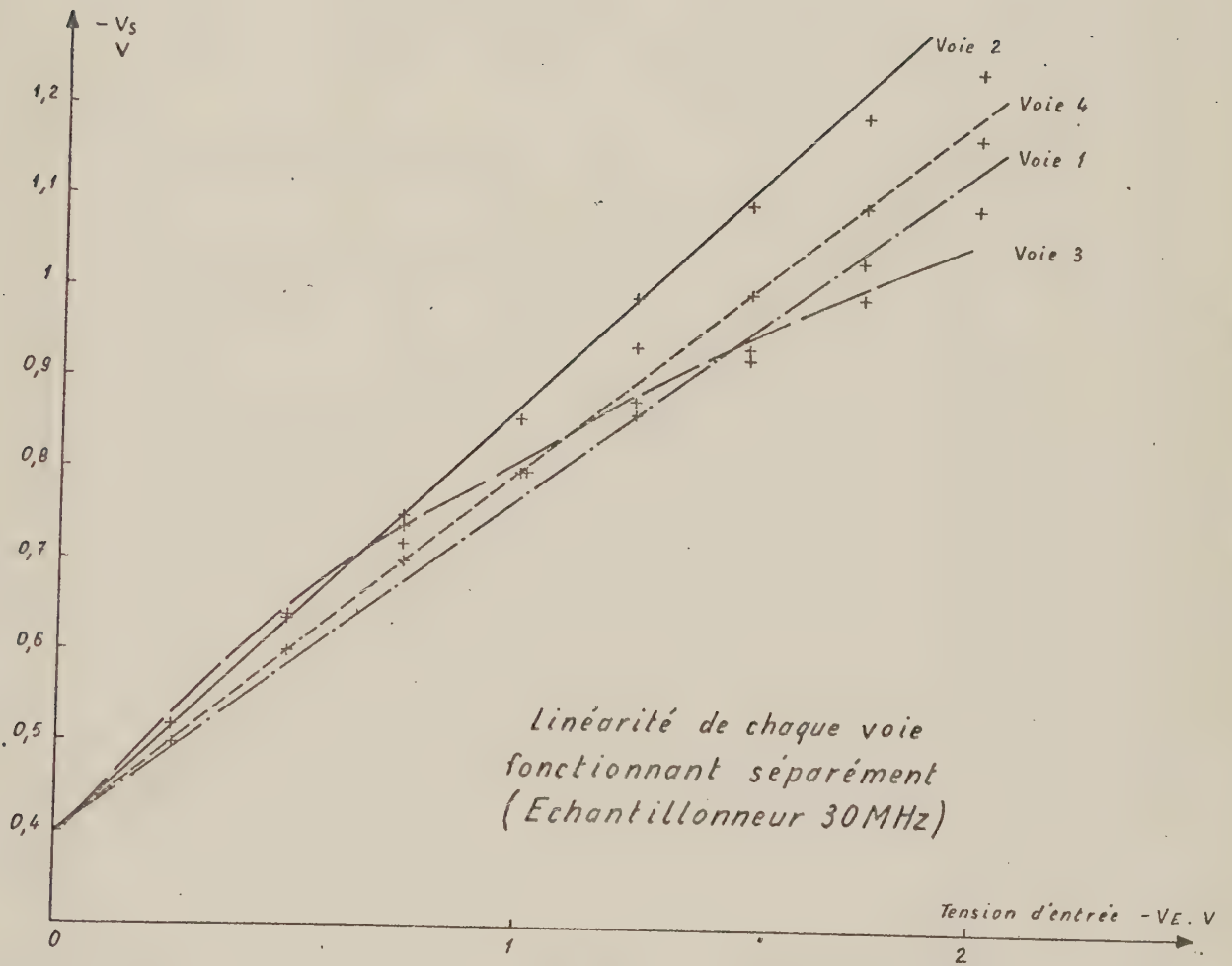
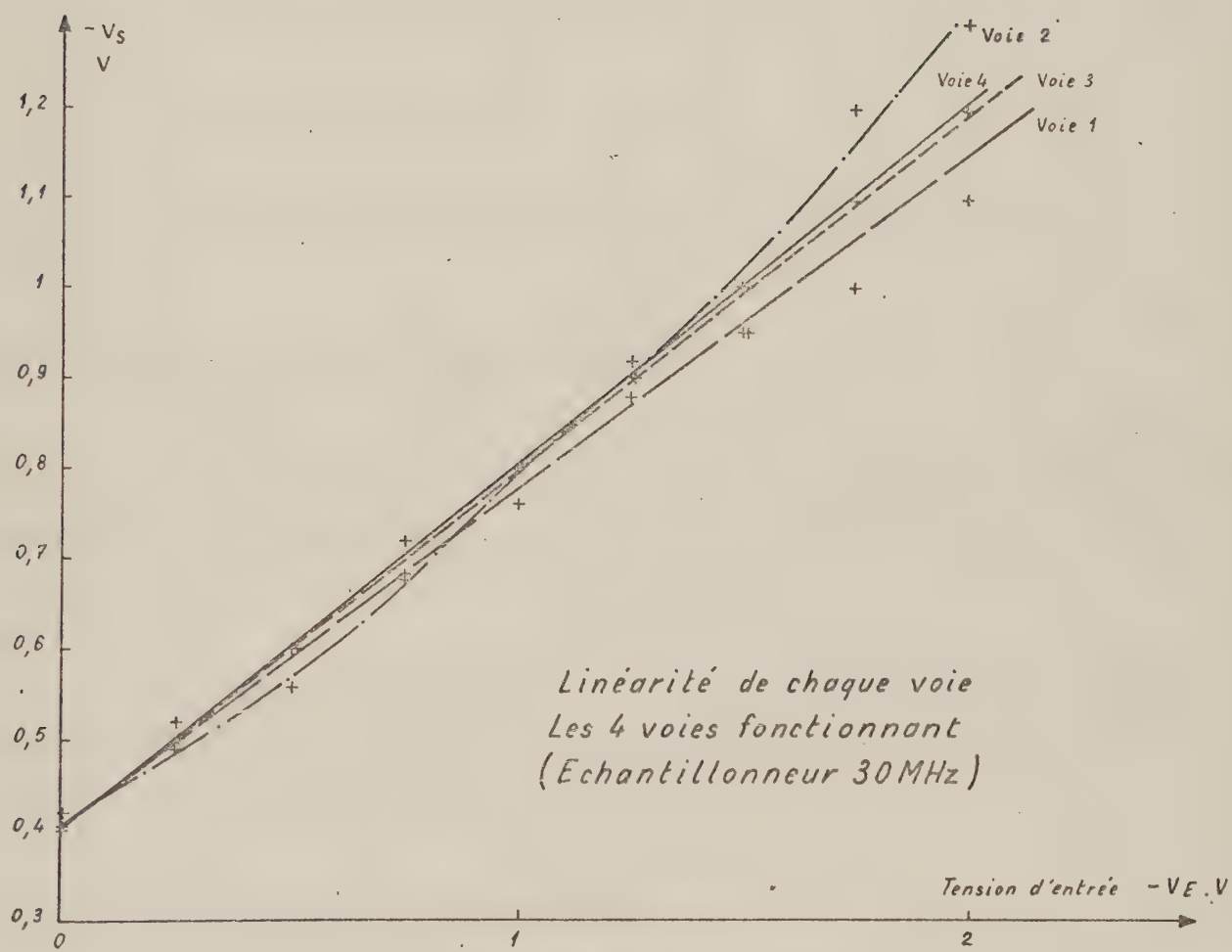


FIG IV. 1



Linéarité de chaque voie
Les 4 voies fonctionnant
(Echantillonneur 30 MHz)

FIG IV.2

IV.2 - ENSEMBLE D'EXTRACTION-MEMORISATION

IV.2.1 - Mise en route

Elle consiste essentiellement en la vérification des éléments logiques (test des plaquettes). Un réglage est nécessaire au niveau de la plaquette contrôle pour définir les instants de codage (modification du retard créé par un circuit monostable), de manière à commencer le codage de l'échantillon une fois le niveau d'équilibre atteint (effet du temps de montée propre de l'amplificateur)..

IV.2.2 - Mesure de linéarité

La courbe de linéarité du codeur est donnée figure IV.3 .

IV.3 - ECHANTILLONNEUR MULTICANAL NUMERIQUE

L'analyse d'un niveau constant à l'entrée de l'échantillonneur a permis de déterminer la précision que l'on peut obtenir -compte tenu de la disparité des canaux compensée par la rotation- dans l'extraction d'un signal noyé dans un bruit.

Les divers résultats sont obtenus sous forme analogique sur l'écran d'un oscilloscope, ou sous forme numérique sur imprimante Télétype, avec interface permettant le transcodage binaire - décimal codé binaire.

IV.3.1 - Analyse d'un niveau constant

Le niveau constant à l'entrée de l'échantillonneur est compris entre 0 et - 2 V .

Pour chaque niveau, nous avons fait varier :

- la fréquence d'échantillonnage (100 MHz - 50 MHz)
- la fréquence de répétition de l'analyse (5 KHz - 500 Hz - 50 Hz)
- le nombre de sommations (1 - 16 - 160) .

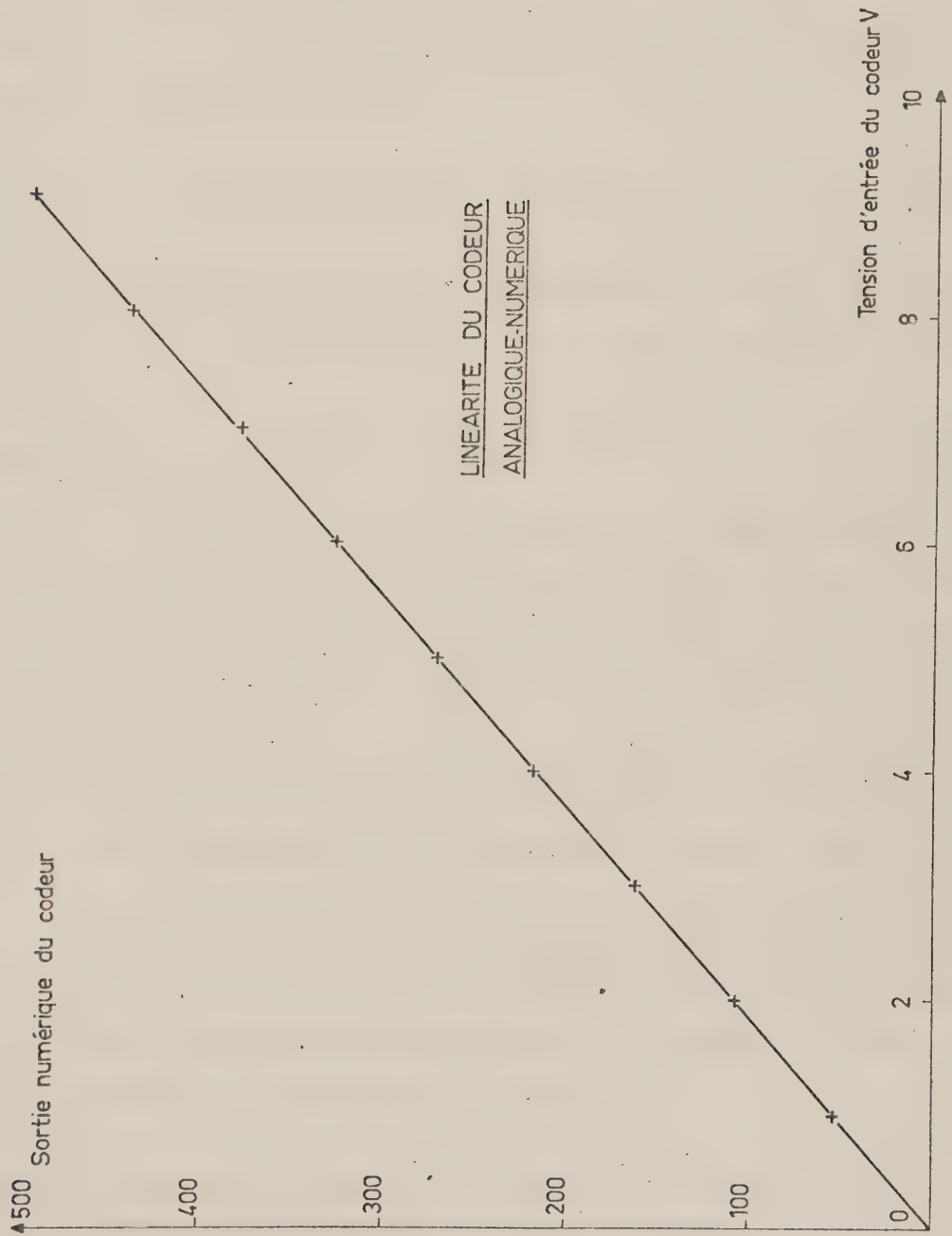


FIG IV.3

Les résultats sont obtenus sous forme numérique sur imprimante par groupe de 16 nombres, chacun correspondant à un échantillon. De ces résultats bruts ont été tirés des tableaux constitués de la manière suivante : pour une fréquence d'échantillonnage, une fréquence de répétition de l'analyse, et une valeur du niveau d'entrée, nous avons calculé la valeur moyenne obtenue sur les 16 canaux, puis la demi-différence entre la valeur la plus forte et la valeur la plus faible, enfin le pourcentage de dispersion par rapport à la valeur moyenne et cela suivant le nombre de sommation.

L'un de ces tableaux est donné à titre d'exemple en figure IV.4.

A partir de ces tableaux ont été tracées des courbes de réponse de l'appareillage, qui font l'objet des figures IV.5 et IV.6, et ont l'avantage d'être plus "lisibles".

De manière plus précise :

- l'analyse d'un signal en une seule période fournit des résultats médiocres (erreur 50%), ce qui était prévisible en raison de la disparité des canaux. Une certaine amélioration peut être apportée en effectuant des réglages fins, donc longs. D'où l'intérêt de la rotation pour faire une moyenne des dispersion dans l'extraction du signal d'un bruit;

- l'analyse d'un signal après "rotation" et sommation de 16 périodes fournit :

- une précision de 5% pour un signal d'entrée variant de - 0,5 V à - 2 V ;

- une précision plus médiocre pour un signal variant entre 0 V et - 0,5 V , résultat prévisible en raison des phénomènes mis en évidence en IV.1.1 ;

- une variation légère des courbes de réponse de l'appareillage en fonction de la fréquence de répétition du signal.

Rappelons que cet appareil est conçu pour l'analyse de signaux se répétant au plus toutes les 20 ms. Cette étude prouve qu'il peut être employé à des fréquences plus rapides (jusqu'à 5 KHz), à condition de connaître la courbe d'étalonnage. Ces légères variations sont dues à la capacité de mémoire temporaire qui ne se décharge pas complètement d'une période à l'autre.

Tension d'entrée V	1 Période	16 Périodes	160 Périodes					
0	37	222	551	270	49	5280	2823	53
0,2	54	100	851	186	22	8800	1868	22
0,4	83	113	1235	99	7,6	12500	754	6
0,6	108	99	1705	82	4,8	18700	452	2,4
0,8	144	80	2370	71	3	22400	794	3,6
1	175	68	2910	135	4,6	27700	1086	3,9
1,2	209	58	3360	153	4,6	34300	1712	4,6
1,5	263	50	4160	237	5,7	41500	2337	5,6
1,75	325	40	5320	257	4,8	52000	2187	4,2
2	390	35	6350	281	4,4	63300	2407	3,8

Valeur moyenne
des 16 canaux

Dispersion

% de dispersion
par rapport à la
valeur moyenne

FIG IV. 4

ECHANTILLONNEUR 100 MHz - FREQUENCE DE REPETITION 50 Hz

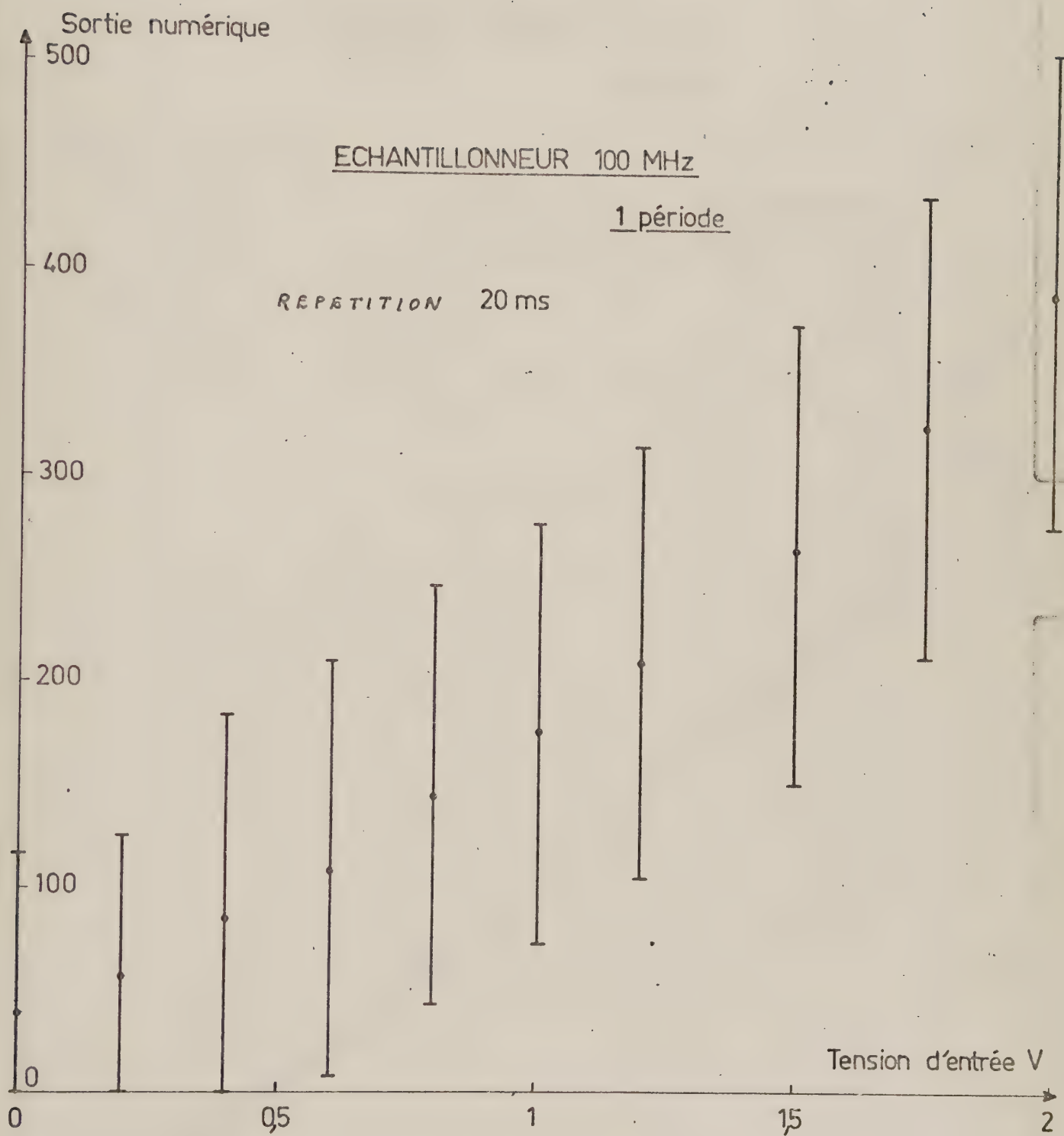


FIG IV. 5

ECHANTILLONNEUR 100 MHz

16 périodes

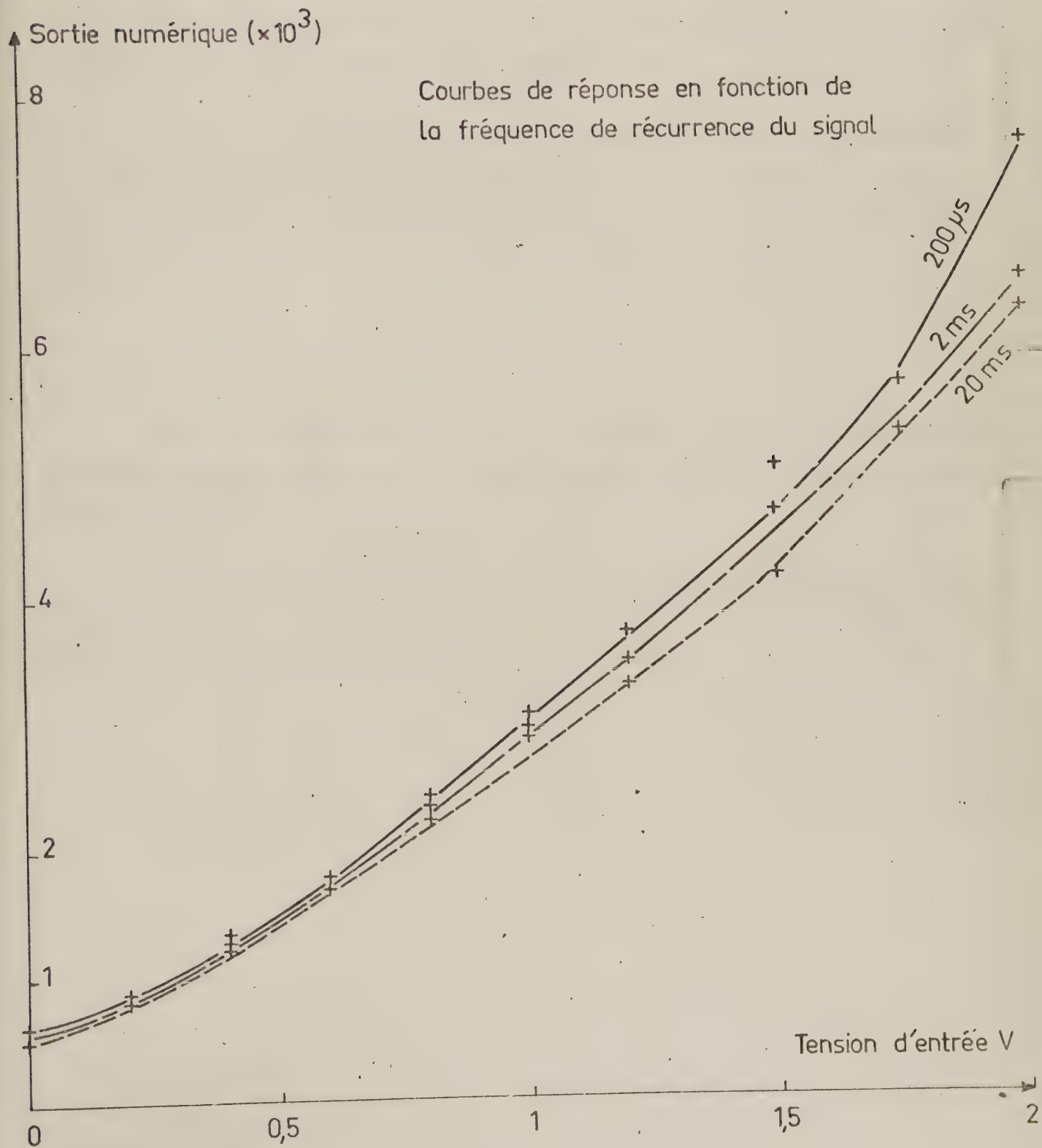


FIG. IV. 6

- les résultats sont identiques après rotation et sommation de 160 périodes ;
- ils ne présentent pas de variation notable avec la fréquence d'échantillonnage.

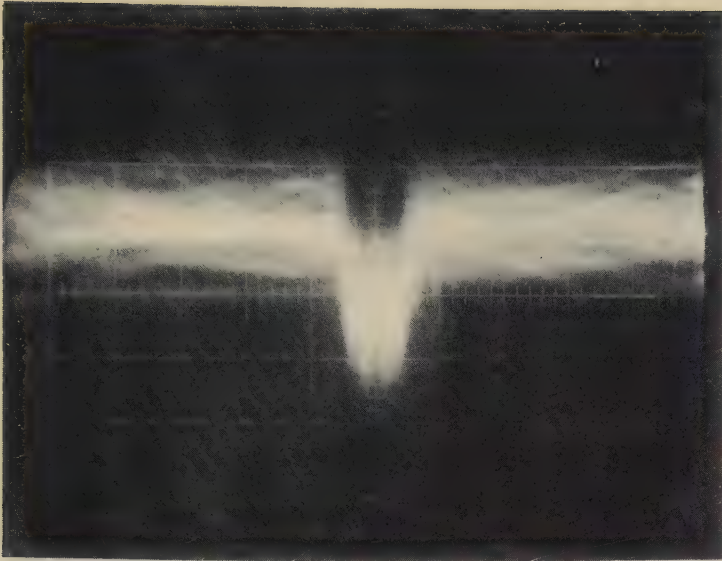
Pour obtenir une précision meilleure que 5% pour la mesure il faudrait tracer 16 courbes d'étalonnage (une par échantillon).

Si l'on envisage une soustraction systématique du niveau de référence après chaque analyse, pour s'affranchir des dérivés des chaînes analogiques, il faudra tenir compte du phénomène de décharge incomplète des mémoires capacitives. La soustraction devra avoir lieu au moins 4 ms après l'analyse pour faire une lecture correcte.

IV.3.2 - Analyse d'un signal noyé dans un bruit

Les photographies de la planche 6 illustrent ce fonctionnement. Le signal à analyser a une amplitude de - 1 V , et une largeur de 50 ns . Le pas d'échantillonnage est 10 ns .

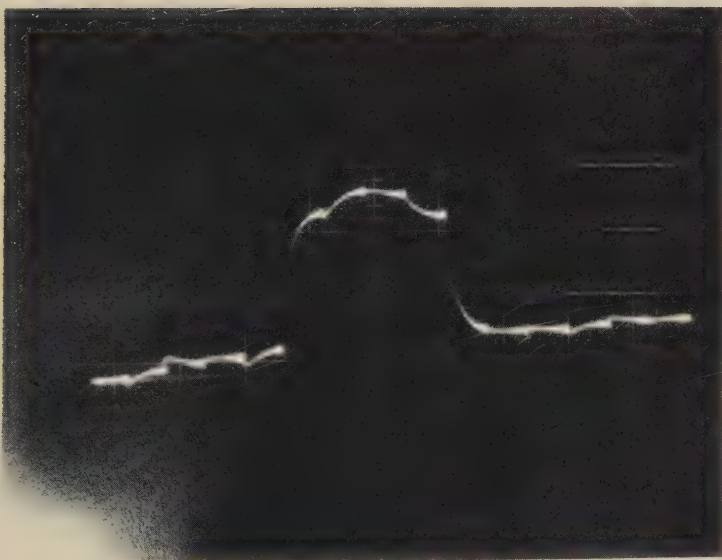
Remarquons qu'après un certain nombre de sommations, l'amélioration du rapport signal sur bruit est masquée par la limite en précision de 5% de l'appareillage (sous certaines conditions de tension d'entrée).



Signal d'entrée négatif

0,5 v/c

50 ns /c



Signal de sortie positif

400 accumulations

L'écart entre 2 points

représente 10 ns

CONCLUSION

Actuellement, pour des fréquences de récurrence allant jusqu'à 100 MHz, les circuits intégrés procurent un fonctionnement plus sûr et une mise en oeuvre plus aisée que les composants discrets. Les problèmes importants, qui se sont présentés, concernent les liaisons entre éléments, lesquelles, avec l'évolution prévue de la vitesse de commutation de ces circuits font souhaiter l'intégration à grande échelle pour des ensembles plus élaborés et plus importants.

L'appareillage réalisé peut avoir d'autres utilisations : l'analyse d'un signal rapide unique, ou le multiplexage rapide. Les mesures effectuées prouvent que des réglages fins sont alors nécessaires. Toutefois, cet appareil peut être envisagé comme interface d'un calculateur, ce qui donne la possibilité, à partir d'un étalonnage un peu laborieux par voie, d'en rectifier les défauts.

En tant qu'échantillonneur pour l'extraction d'un signal noyé dans un bruit, les résultats sont satisfaisants (5%) et actuellement, à notre connaissance, il n'existe pas d'appareillage équivalent.

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE I

- [I.1] - G. BONNET - Etude théorique de l'extraction d'un signal périodique dans un bruit par accumulation de données, Nucl. Inst. and Meth. 37, 217-230 (1965)
- [I.2] - J.N. AUBRUN - Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques, Onde électrique n°462, Sept. 1965
- [I.3] - L. SCHWARTZ - Méthodes mathématiques pour les sciences physiques, Herman (p.217)
- [I.4] - H. JEUDON, J.P. FELIX - Mesures de faibles signaux noyés dans un bruit, Conférence Mesucora, 1967
- GRIVET-BLAQUIERE - Le bruit de fond, Masson
- MOORE-CHAYKOWSKY - Modern signal processing technique for optimal signal to noise ratios, P.A.R. Technical Bulletin n°109
- [I.5] - C.E. SHANNON - Communication in the presence of noise, Proc. IRE , Jan. 1949 10-21
- J. MARCUS - Echantillonnage et quantification, GAUTHIER-VILLARS
- [I.6] - E.I. JURY - Sampled data control systems, Willey and Sons
- [I.7] - G. ZWINGELSTEIN - Méthodes d'identification des processus par la transformée en Z, Rapport CEA R3508
- [I.8] - J.P. FELIX, C. FERNANDES, H. JEUDON - High speed digital sampler for the study of elementary phenomena in ionised gases, 5th Symposium on Fusion Technology, 2-5/7/1968, Oxford
- Analyseur digital rapide, demande de brevet n° 802823 du 27/2/1969

- [I.9] - D. BERTHIER - Etude et réalisation d'un corrélateur automatique (multi-corrélateur) fonctionnant en temps réel, Rapport CEA R.3482

CHAPITRE II

- [II.1] - E.C. GARTH, I. CATT - Ultra-high speed IC's require shorter faster interconnexions, Electronics, July 1960, 103-110
- [II.2] - B. BOTOS - Nanosecond pulse handling techniques in I/C interconnexions, Note d'application Motorola AN 270
- [II.3] - METZGER, VABRE - Electronique des impulsions, Masson
- [II.4] - H.A. WHEELER - Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet, IEEE trans. on Microwave Theory and Tech. MTT 13, March 1965
- FELLER, KAUP, DIGIACOMO - Crosstalk and reflections in high speed digital system, Proc. Fall Joint Computer Conference 511-525 (1965)
- [II.5] - J. WEBER - Nucl. Inst. and Meth. 26, 325-328 (1964)
- Ph. HERNANDEZ - Note CEA DEG/SER/G/60 (registre)
Note CEA DEG/SER/G/61 (bascule)
- [II.6] - B. SIEGAL - Simpler digital circuits in a snap, Electronics, June 1969 105-108
- [II.7] - SAMUELI-SARAZIN-GUYON - Nucl. Inst. and Meth. 26, 71-78 (1964)
- [II.8] - J. MEY - Possibilités actuelles et perspectives de l'électronique rapide BIST n°99, Déc. 1965, 5-19
- [II.9] - LEWIS and WELLS - Millimicrosecond pulse technique, Pergamon Press
- MUSER-Zen, ARMBRUSTER - Transformateurs d'impulsions rapides à ligne de transmission, Onde Electrique 446, 520-528 (1964)

- [II.9] - R.E. MATICK - Transmission line pulse transformers - Theory and applications, Proc. of the IEEE, Vol 56, n^o1, 47-62 (1968)
- [II.10] - MILLMAN, PUCKETT - Accurate bidirectional diode gates, Proc IRE, 29-37 (January 1955)
- [II.11] - MUSER, RUSCHER, ZEN, ARMBRUSTER - Porte linéaire rapide, Onde électrique 446, 516-519 (1964)
- [II.12] - D.E. REA - Simpler switches for analog signals, Control Engineering 66-69 (July 1965)
- [II.13] - SUSSKIND - Notes on A/D Conversion techniques, Mc Graw-Hill
- [II.14] - J. BEAUSSE - Convertisseur A/D rapide, Note CEA EL/TR 396
- [II.15] - ANH NGUYEN THU, R.H. MURPHY - Solid State H.L.T.T.L. 16 bit memory element, Electronic Engineering Oct. 1967

CHAPITRE III

- [III.1] - COMELIN - Manuel circuits Imprimés
- [III.2] - BEAUSSE, KURADJIAN, ROCHET - Ensemble d'analyse rapide, Note LETI/ME 524

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

- Figure I.1 - Schéma de principe du détecteur synchrone
- Figure I.2 - Influence de la fréquence d'échantillonnage sur le signal
- Figure I.3 - Influence de la largeur de l'impulsion d'échantillonnage sur le signal
- Figure I.4 - Echantillonnage monocanal
- Figure I.5 - Echantillonneur monocanal
- Figure I.6 - Entrelacement des échantillons.

CHAPITRE II

- Figure II.1 - Echantillonneur multicanal numérique ultra-rapide
- Figure II.2 - Diagramme des signaux d'ouverture des portes
- Figure II.3 - Diagramme des signaux d'ouverture des portes d'échantillonnage avec rotation
- Figure II.4 - Abaques pour la détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip
- Figure II.5 - Détails de l'ensemble d'échantillonnage (schéma synoptique)
- Figure II.6 - Schéma synoptique de l'horloge
- Figure II.7 - Porte OR-NOR
- Figure II.8 - Bascule JK.RS
- Figure II.9 - Horloges de commande
- Figure II.10 - Système de mise à l'état initial

- Figure II.11 - Registre à décalage 100 MHz et 250 KHz
- Figure II.12 - Diagramme des signaux issus de l'ensemble de mise à l'état initial
- Figure II.13 - Diagramme des signaux des registres
- Figure II.14 - Tiroir retard
- Figure II.15 - Transformateur à câble coaxial
- Figure II.16 - Schéma de principe de la porte à 6 diodes
- Figure II.17 - Détail de la porte à 6 diodes
- Figure II.18 - Calcul de la constante de temps de charge
- Figure II.19 - Porte à effet de champ et ses capacités parasites
- Figure II.20 - Schéma d'une voie d'échantillonnage
- Figure II.21 - Schéma synoptique de l'ensemble extraction-mémorisation
- Figure II.22 - Mémoire à circuit intégré.

CHAPITRE IV

- Figure IV.1 - Linéarité de chaque voie fonctionnant séparément
- Figure IV.2 - Linéarité de chaque voie, les 4 voies fonctionnant
- Figure IV.3 - Linéarité du codeur
- Figure IV.4 - Tableau de résultats
- Figure IV.5 - Echantillonneur 100MHz 1 période
- Figure IV.6 - Echantillonneur 100MHz 16 périodes .

LISTE DES PHOTOGRAPHIES

- Plaque P1
- Plaque P2
- Plaque P3
- Ensemble des 3 plaques
- Tiroir d'échantillonnage
- Tiroir d'extraction-mémorisation

Planche 1 - Signaux de mise à l'état initial

Planche 2 - Signaux de l'horloge rapide

Planche 3 - Registre à décalage lent

Planche 4 - Signaux d'ouverture des portes à diodes

Planche 5 - Signaux d'entrée et de sortie de l'échantillonneur

Planche 6 - Extraction d'un signal noyé dans le bruit.

Vu et approuvé :

ORSAY

Dixie, le 10 Mai 1970

Le Doyen de la Faculté des Sciences,



G. Poitou
G. POITOU.

